Cena 1 zł.

RADIOTECHNIK

ILUSTROWANY MIESIĘCZNIK POPULARNO-TECHNICZNY POŚWIĘCONY RADIOTECHNICE I DZIEDZINOM POKREWNYM

PISMO NIEZALEŻNE

Rok IV

Nr 7
LIPIEC
rok 1939

Adres Redakcji i Administracji
Warszawa 1, Złota 32 m 3
Tel. 2-05-97
Konto P. K. O. 2366

Redaktor Naczelny i Odpowiedzialny
Inż. Karol Witkowski

Wydawca
Mieczysław Kuczyński



TREŚĆ NUMERU

SPRZĘŻENIE ZWROTNE W STOPNIU MAŁEJ CZĘSTOTLIWOŚCI ODBIORNIKA — Inż. A. Launberg.

PRAKTYCZNE WSKAZÓWKI DO BUDOWY ODBIORNIKÓW (ciąg dalszy) — Inż. Karol Witkowski.

6-CIO OBWODOWA 3-LAMPOWA SUPERHETERODYNA NA PRĄD ZMIENNY — Inż. Karol Witkowski.

WYBÓR POŚREDNIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI — Inż. Zbigniew Żyszkowski.

POPULARNE PRZYRZĄDY POMIAROWE (dokończenie) — Zdzisław Stephan.

Inż. A. Launberg

Sprzężenie zwrotne w stopniu małej częstotliwości odbiornika

W poprzednim artykule[1]) omówiliśmy sprzężenie zwrotne małej częstotliwości w *lampie głośnikowej*, obecnie zaś zajmiemy się problemem szerszym, którego treść stanowi rozciągnięcie zasady ujemnej reakcji na cały stopień m. cz. odbiornika.

Rysnek 1-szy przedstawia schematycznie stopień m. cz, przy czym V_s oznacza sinusoidalne napięcie doprowadzone na siatkę lampy m. cz. a i_g zniekształcony prąd w cewce głośnikowej.

Rysunke 2-gi uwidacznia układ ze sprzężeniem zwrotnym proporcjonalnym do prądu płynącego w oporze R. Wprawdzie opór ten nie znajduje się w obwodzie katody lampy głośnikowej, ale napięcie zwrotne jest proporcjonalne do zmiennego prądu wyjściowego. Pojęcie nachylenia dynamicznego należy w danym przypadku nieco inaczej sformułować. Stanowi ono mianowicie stosunek prądu w cewce głośnikowej do napięcia wejściowego wzmacniacza.

Układ według rysunku 2-go nie ma szerokiego zastosowania w praktyce, ponieważ, jak już udowodniliśmy w cytowanym poprzednio artykule, sprzężenie prądowe pociąga za sobą wzrost oporności wewnętrznej wzmacniacza. Zjawisko to oznacza, że prąd w cewce głośnikowej i_g zachowuje stałą wartość niezależnie od wielkości oporności głośnika (R_g), a więc od częstotliwości. Również przy częstotliwościach, dla których zachodził rezonans w głośniku, prąd i_g ma normalne natężenie pomimo rosnącej oporności cewki, wskutek czego rezonans silnie występuje. Z tego względu w grę wchodzą układy, w których sprzężenie zwrotne jest proporcjonalne do napięcia na cewce głośnikowej. Przy sprzężeniu napięciowym oporność wewnętrzna, jak wiadomo, maleje, co oznacza, że i_g zmniejsza się, gdy oporność głośnika rośnie, tj. gdy występuje rezonans Dzięki temu rezonans mniej się daje we znaki Oczywiście, to samo zachodzi, niestety, i wówczas, gdy R_g staje się duże nie na skutek rezonansu, lecz przy wyższych częstotliwościach Powstałe tą drogą osłabienie wyższych tonów daje się jednak łatwo skorygować, jak to uzasadnimy niżej.

Rysunki 3a i 3b stanowią typowe przykłady sprężenia napięciowego. W układach tych część napięcia na głośniku zostaje doprowadzona na wejście wzmacniacza. W obydwóch przypadkach można określić wzmocnienie (A) układu bez sprzężenienia zwrotnego jako stosunek napięcia v_g na cewce głośnikowej do napięcia wejściowego v_s. Zatem

$$v_g = A v_s$$

Przypuśćmy teraz, że część napięcia wyjściowego zostaje doprowadzona na wejście wzmacniacza. Napięcie wejściowe w układzie ze sprzężeniem zwrotnym równa się więc:

$$v_i = v_s + n v_g = \frac{v_g}{A} + n v_g$$

lub

$$v_i = v_g \left(\frac{1}{A} + n \right) \quad . \quad . \quad . \quad (1)$$

Teraz wzmocnienie (A') stanowi stosunek v_g do v_i, a zatem

$$A' = \frac{v_g}{v_i} = \frac{1}{\frac{1}{A} + n} = \frac{A}{1 + nA} \quad (2)$$

Sprzężenie zwrotne powoduje więc zmniejszenie wzmocnienia i zniekształcenia $(1 \pm nA)$ razy. W schemacie z rysunku 3a czynnik n równa się $\frac{R_1}{R_1 + R_2}$ a w układzie z rysunku 3b jest on równy stosunkowi ilości zwojów dwóch uzwojeń: sprzęgającego i głośnikowego.

Wzmocnienie A normalnego układu określa się na podstawie czułości, tj. napięcia m. cz. niezbędnego dla uzyskania w głośniku mocy $50\ mW$.

Przy tej mocy napięcie na głośniku wynosi

$$v_g = \sqrt{0{,}05\ R_g}$$

Wzmocnienie równa się więc

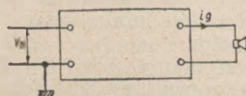
$$A = \frac{v_g}{v_s} = \frac{\sqrt{0{,}05\ R_g}}{v_s}$$

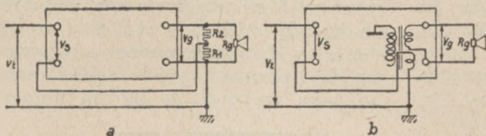
Na wstępie zaznaczyliśmy już, że sprzężenie zwrotne nie tylko zmniejsza zniekształcenie, co stanowi główne zadanie tego

---

[1]) Radiotechnik. Nr. 10 z r. 1937.

sprzężenia, lecz również zmienia zachowanie się wzmacniacza wobec wahań R_g. Ponieważ R_g jest funkcją częstotliwości, więc ta ostatnia okoliczność pozostaje w ścisłym związku z charakterystyką częstotliwości wzmacniacza Warto przypomnieć, że istnieją jeszcze i inne czynniki, które wprowadzają zależność działania wzmacniacza od częstotliwości Mamy tu na myśli człony sprzęgające złożone z *I*, *C* i *R*. Ta zależność od częstotliwości ulega w większym lub mniejszym wyrównaniu, jak to wynika ze wzoru (2). Jeżeli uczynimy iloczyn nA dużym w porównaniu z jednością, wzmocnienie układu ze sprzężeniem zwrotnym *A'* dąży do wartości:


Rys. 1.


a b
Rys. 3.

$$A' = \frac{A}{nA} = \frac{1}{n}$$

niezależnej od częstotliwości.

W ten sposób uzyskujemy środek, pozwalający usunąć szkodliwą zależność wzmacniacza od częstotliwości.

Reasumując, stwierdzić wypada, że napięciowe sprzężenie zwrotne we wzmacniaczu odznacza się następującymi zaletami:

1) zmniejszenie zniekształceń nieliniowych bez straty części energii wyjściowej, zachodzącej przy sprzężeniu prądowym w oporze katodowym,
2) zmniejszenie zniekształceń liniowych,
3) zmniejszenie oporności wewnętrznej, powodujące stłumienie rezonansu głośnika.

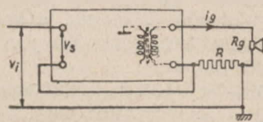
Zwróciliśmy już poprzednio uwagę na to, że redukcja oporności wewnętrznej odbija się ujemnie na odtwarzaniu wyższych częstotliwości, co zmusza do zastosowania odpowiedniego urządzania korekcyjnego. Korekcję tę można uzyskać, czyniąc stopień sprzężenia (n) funkcją częstotliwości w tym sensie, że wzrost Rg, a więc i vg będzie skompensowany zmniejszeniem n, czyli powiększeniem A' przy wyższych częstotliwościach:

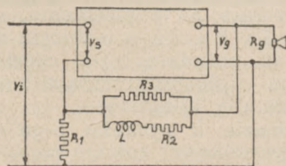
Odpowiednie urządzenie uwidacznia rysunek 4-ty.

Zamiast R_2 w dzielniku napięcia podług rysunku 3-go stosuje się teraz oporność pozorną rosnącą wraz z częstotliwością.

W równaniu (2) czynnik n maleje wówczas i prąd w głośniku zachowuje stałą wartość przy rosnącej częstotliwości, chociaż oporność głośnika zwiększa się.

Trudno jest podać dokładne wartości R_2, R_3 i L, ponieważ zależą one od charakterystyki oporności głośnika oraz od wymagań co do odtwarzania wysokich tonów. Przy opisie urządzenia korekcyjnego podane będą niektóre w praktyce stosowane wartości.


Rys. 2.


Rys. 4.

W związku z tym warto zwrócić uwagę na możliwość polepszenia reprodukcji niskich tonów. W tym celu można załączyć równolegle do R_1 dławik. Wypadkowa oporność Z_1 równa się wówczas:

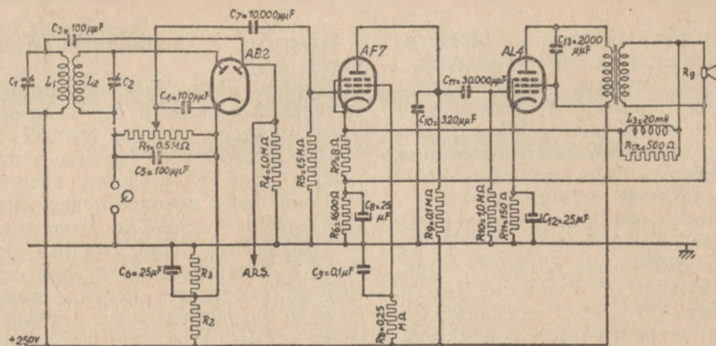
$$Z_1 = \frac{R_1}{\sqrt{1 + \frac{R_1^2}{L^2\omega^2}}}$$

Im niższa jest częstotliwość, tym mniejszą wartość przybiera Z_1, które jest mniejsze niż R_1. Spółczynnik sprzężenia wyraża się oczywiście wzorem:

$$n = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

Zastępując R_1 przez Z_1, dochodzimy do wniosku, że przy malejącej częstotliwości n zmniejsza się, a zatem wzmocnienie przy niskich tonach rośnie.

Zastosowanie członów zależnych od częstotliwości pociąga jednak za sobą również pewne ujemne następstwa, gdyż wraz z częstotliwością zmienia się nie tylko amplituda napięcia zwrotnego, lecz również *faza*. Istnieje możliwość, że w pewnych warunkach przesunięcie fazy stanie się tak



Rys. 5.

wielkie, że zamiast sprzężenia *ujemnego*, otrzymamy sprzężenie *dodatnie*, które może spowodować powstanie szkodliwych oscylacyj w stopniu m. cz.

Rysunek 5-ty przedstawia praktyczną realizację zasady zilustrowanej na rysunku 4-tym.

Celem skompensowania już z góry nieuniknionej straty na wzmocnieniu, stosuje się lampy *AF 7* i *AL 4* o dużym nachyleniu. Jest to pożądane już chociażby ze względu na niewystarczające normalnie wzmocnienie dla adaptera.

W schemacie z rysunku 5-go napięcie na cewce głośnikowej zostaje częściowo doprowadzone do obwodu katody lampy *AF 7*, w którym znajduje się opór *8 om* (odpowiadający oporowi R_1 na rys. 4). Rolę oporności R_2, R_3 i L spełnia opór *500 om* równolegle połączony z dławikiem o indukcyjności 20 *mH* i oporności *250 om.* Przy częstotliwości *400 c s* całkowita oporność wypadkowa wynosi około *170 om.*

Obliczmy teraz w jakim stopniu zmniejsza się wzmocnienie i zniekształcenie w rozważanym układzie, przy czym zakładamy, że oporność pozorna cewki głośnikowej wynosi *10 om.* lampa *AF 7* wzmocnia w danych warunkach 100 razy. Obliczmy teraz wzmocnienie lampy *AL 4.*

Napięcie m. cz., *0,32 V* na siatce sterującej lampy *AL 4* odpowiada, jak wiadomo, mocy *50 mW* w cewce głośnikowej. Ponieważ oporność cewki wynosi *10 om*, więc napięcie występujące na cewce równa się

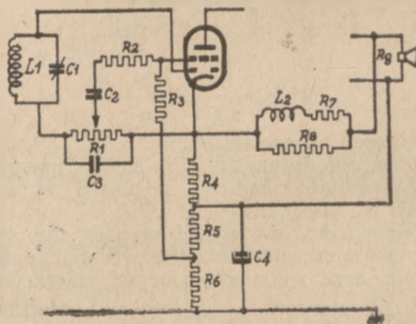
$$\sqrt{0,05 \times 10} = 0,707\ V$$

zatem lampa *AF 4* wzmacnia $\frac{0,707}{0,32} = 2,2$ razy. Całkowite wzmocnienie równa się więc $A = 100 \times 2,2 = 220$. Czynnik n wynika z wartości R_7, R_{12} i L_3 i wynosi przy *400 c s:*

$$n = \frac{8}{170+8} = 0,045$$

Wzmocnienie zmniejsza zatem $1 \pm nA = 1 + 0,045 \times 220 = 10,9$ razy, a zniekształcenie maleje mniej więcej w tym samym stosunku.

Poza tym lampy *AF 7* i *AL 4* pracują w zupełnie normalnym układzie; może tylko zajść konieczność zastosowania w przewodach siatkowych lampy *AL 4* oporów tłumiących celem zdławienia ewentualnych drgań ultrakrótkofalowych. W układzie z rysunku 5-go uzyskuje się dodatnie napięcie katody duodiody *AB 2* (napięcie opóźnienia) z dzielnika napięcia. Często się zdarza, że ujemne napięcie siatki lampy *AF 7* ma taką wartość, że można połączyć katodę *AB 2* z górnym zaciskiem oporu *1600*



Rys. 6.

Zastoosowanie lampy złożonej np. *ABC 1* nastręcza pewne trudności. Dioda i trioda mają w tym przypadku wspólną katodę i dlatego należy baczyć, aby napięcie zwrotne było doprowadzone tylko do triody i nie sterowaoł diody. Rysunek uwidacznia schemat, który znajduje wówczas zastosowanie.

Dioda posiada normalny układ; napięcie zwrotne na R_1 leży poza jej obwodem, ale jest doprowadzona przez opór siatkowy R_3 na siatkę triody. Między siatką a katodą musi znajdować się duży opór R_2, ponieważ w przeciwnym razie napięcie zwrotne przedostałoby się do diody.

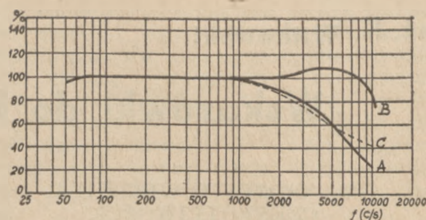
Odczep między R_5 i R_6 istnieje z tego względu, że napięcie opóźnienia dla automatycznej regulacji siły odbioru nie równa się ujemnemu napięciu siatki lampy *ABC 1*. W praktyce opory, zastosowane w rozważanym układzie mają następujące wartości:

$$R_2 = R_3 = 1{,}5 \text{ meg.}$$

$$R_5 + R_6 = 7000 \text{ om.}$$

Opory R_2 i R_3 stanowią zarówno dla napięcia zwrotnego, jak i dla sygnału m. cz. pochodzącego z dioty dzielnik napięcia (w danym przypadku w stosunku *2:1*). To zmniejszenie napięcia należy uwzględnić przy określaniu czynnika n. Równocześnie przy raz ustalonym n czułość całego wzmacniacza staje się mniejsza wskutek podziału napięcia za diodą. W poprzednim artykule podkreśliliśmy już, że w każdym układzie z ujemnym sprzężeniem zwrotnym m. cz. maleje nieco maksymalna moc wyjściowa lampy z powodu szybszego występowania prądu siatki na skutek zwiększenia się harmonicznych na siatce. Uwaga ta dotyczy także rozważanych wyżej układów.

Zmniejszenie mocy wyjściowej z powodu straty w oporniku katodowym nie zachodzi w tych układach, które wobec tego można stosować w połączeniu z dowolną lampą głśonikową, aczkolwiek oczywiście lepiej nadaje się lampa o dużym nachyleniu, ponieważ sprzężenie zwrotne znacznie redukuje wzmocnienie. Pełne wykorzystanie skorygowanej charakterystyki odtwarzania wymaga zastooswania specjalnych środków w stopniach wielkiej i średniej częstotliwości odbiornika, w postaci filtrów widmowych o szerokiej krzywej rezonasu, tak, aby wysokie tony nie zostały silnie osłabione przed wzmacniaczem m. cz. Rysunek 7-my poucza, że w układzie według rysunku 5-go częstotliwości do *10.000 c s* są praktycznie równomiernie wzmacniane. Krzywa *A* jest charakterystyką odtwarzania bez sprzężenia zwrotnego, krzywa *B* dotyczy układu ze sprzężeniem, przy czym w dzielniku napięcia znajduje się człon o oporności zależnej od częstotliwości. Zastępując ten człon przez czysty opór omowy, otrzymuje się krzywą *C*.



Rys. 7.

Inż. K. Witkowski

Wskazówki do budowy odbiorników

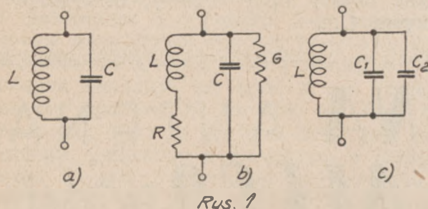
V. OBWODY WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI.

Projektowanie obwodów wielkiej częstotliwości należy rozbić na 3 związane z sobą działy, a mianowicie:

a) obliczanie pojedynczych obwodów w. częstotliwości oraz obwodów sprzężonych,
b) obliczanie współbieżności obwodów superheterodyny,
c) budowa obwodów strojonych i ich części składowych,
d) współpraca lamp w obw. w. cz.

W tej też kolejności rozpatrywać będziemy poszczególne zagadnienia, związane z projektowaniem obwodów wielkiej częstotliwości.

Aby ułatwić tok obliczeń należy jeszcze na wstępie wyszczególnić zasadnicze pojęcia podstawowe, obejmujące pojęcia dotyczące obwodów drgań.



Rys. 1

Idealny obwód drgań składa się z indukcyjności L oraz z pojemności C (rys. 1a). Składające się jednak na rzeczywisty obwód cewka i kondensator mają zawsze pewne straty, które powodują tłumienie obwodu. Na straty w cewce składają się przede wszystkim opór omowy (rzeczywisty) jej uzwojenie, straty na prądy wirowe ew. straty histeretyczne na prądy wirowe w rdzeniu, jeśli cewka posiada rdzeń ferromagnetyczny itp. Straty w kondensatorze składają się przede wszystkim ze strat wskutek upływności materiału izolacyjnego, strat dielektrycznych wskutek elektryzacji izolatorów itp. Nadto obwód drgań ulega dodatkowemu tłumieniu wskutek załączonych do niego innych współpracujących obwodów (obwody anodowe, siatkowe itp.). Tłumienie to można przedstawić w postaci dodatkowych strat upływowych (jak przy kondensatorze).

Rzeczywisty obwód drgań należy wobec tego przedstawić jak w rys. 1b, jako posiadający szeregową oporność rzeczywistą R (załączoną w szereg z cewką L) oraz upływność G, załączoną równolegle do kondensatora C.

Przy obliczaniu obwodów drgań spotykamy się z kilku zasadniczymi pojęciami oraz wielkościami elektrycznymi, które dla porządku rzeczy przedstawimy:

Oporność rzeczywista (R) — mierzona w Ω (omach).

Indukcyjność własna (zwana krótko — indukcyjnością *(L)* — mierzona w Henrach lub cm, przyczym

$$1\ \text{H (Henr)} = 10^{9}\ \text{cm},$$

$$1\ \text{mH (milihenr)} = 10^{-3}\ \text{H} = 10^{6}\ \text{cm},$$

$$1\ \mu\text{H (mikrohenr)} = 10^{-6}\ \text{H} = 10^{3}\ \text{cm}$$

Indukcyjność wzajemna (M) — mierzona jak indukcyjność własna.

Pojemność (C) — mierzona w Faradach lub w cm, przyczym

$$1\ \text{F (Farad)} = 9 \,.\, 10^{11}\ \text{cm}$$

$$1\ \mu\text{F (mikrofarad)} = 10^{-6}\ \text{F} = 9 \,.\, 10^{5}\ \text{cm} = 900.000\ \text{cm}.$$

$$1\ \text{pF (pikofarad)} = 10^{-12}\ \text{F} = 1\ \mu\mu\ \text{F} = 0{,}9\ \text{cm}.$$

Upływność (G) — mierzona w S (Simensach), przyczym

$$1\ \text{S (Simens)} = \frac{1}{1\ \Omega}$$

Długość fali *(λ)* — mierzona w m.

Częstotliwość (f) — ilość okresów na sekundę.

przy czym $f = \dfrac{300\,000}{\lambda\,(m)}$ lub $\lambda\,(m) = \dfrac{300.000}{f}$

Pulsacja $(\omega) = 2\pi f$ (gdzie $\pi = 3{,}14$).

Oporność pozorna cewki — ωL.

Oporność pozorna kondensatora $\dfrac{1}{\omega C}$

a) Obliczenie pojedynczych oraz sprzężonych obwodów w. cz.

Zasadniczym wzorem, służącym dla obliczania elektrycznych wielkości obwodów drgań jest *wzór Thomsona:*

$$\lambda = 2\pi \sqrt{L\,.\,C} \qquad (1)$$

gdzie

λ — długość fali (w cm),
L — indukcyjność (w cm),
C — pojemność (w cm),
lub jego przekształcenia

$$\frac{1}{f} = 2\pi \sqrt{L \cdot C} \qquad (2)$$

względnie $\frac{1}{\omega} = \sqrt{L \cdot C}$ (3)

lub $\frac{1}{\omega^2} = L \cdot C$ (4)

W ostatnich wzorach L i C w Henrach wzgl. Faradach. Mając zatem np. długość fali lub częstotliwość oraz pojemność można obliczyć indukcyjność obwodu lub odwrotnie przy pomocy jednego z podanych tu wzorów. Należy jednak przestrzegać stosowania właściwych jednostek.

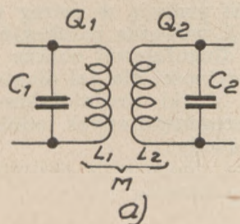
drgań bierze się również pod uwagę rzeczywiste warunki pracy obwodu. Normalnie przeprowadza się zmianę strojenia obwodu przez zmianę pojemności (kondensator zmienny) przy stałej indukcyjności cewki. Biorąc zatem dwa stany nastrojenia „1" i „2" danego obwodu do dwóch różnych częstotliwości — przy stałej indukcyjności można to przedstawić matematycznie, jak niżej:

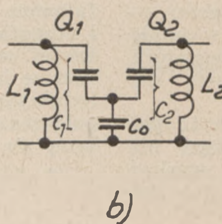
$$\lambda_1 = 2\pi \sqrt{L \cdot C_1} \qquad (5)$$

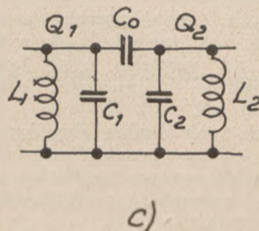
oraz $\lambda_2 = 2\pi \sqrt{L \cdot C_2}$ (6)

lub $\frac{1}{f_1} = 2\pi \sqrt{L \cdot C_1}$ (7)

oraz $\frac{1}{f_2} = 2\pi \sqrt{L \cdot C_2}$ (8)







Rys. 2

Przy obliczaniu wartości elektrycznych obwodu należy brać do obliczenia również warunki pracy w jakich dany obwód pracuje, a więc przede wszystkim uwzględnić pojemności dodatkowe. Na te ostatnie składają się pojemność własna cewki (ok. 3 — 10 pF) pojemność przewodów doprowadzających (przeciętnie 5 — 10 pF), pojemność ew. przełącznika falowego (do 5 pF), pojemność wejściowa załączonej do obwodu lampy (5 — 10 pF) itp. Przy projektowaniu obwodów pośredniej częstotliwości stosuje się dla częstotliwości ok. 128 kc pojemność 200 — 300 pF, natomiast dla częstotliwości ok. 470 kc — pojemności 50 — 100 pF. W obwodach absorbcyjnych stosuje się również zależnie od rzędu wielkości częstotliwości oraz od stopnia absorbcji pojemności tych samych rzędów. Do sprawy tej zresztą jeszcze powrócimy przy omawianiu dobroci obwodu.

Znając 2 z trzech danych obwodu (L, C oraz lub) można określić trzeci czynnik również z wykresu rys. 3, ze str. 75 w n-rze 3/36.

Przy obliczaniu *strojonych obwodów*

Dzieląc stronami wzory 7 i 8 i eliminując wartości stałe 2π i L otrzymuje się

$$\frac{f_1}{f_2} = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$$

lub $\left(\frac{f_1}{f_2}\right)^2 = \frac{C_2}{C_1}$

albo analogicznie $\left(\frac{\lambda_1}{\lambda_2}\right)^2 = \frac{C_1}{C_2}$.

Otrzymuje się w ten sposób zasadniczą zależność pomiędzy różnymi stanami nastrojenia obwodów. że fale lub też częstotliwości krańcowe danego zakresu, pokrywanego przy pomocy jednej stałej cewki oraz zmiennego kondensatora mają się do siebie jak pierwiastek ze stosunku pojemności maksymalnej do pojemności minimalnej. Odwrotnie można też powiedzieć, że dla pokrycia danego zakresu fal należy

rozporządzać możliwością zmiany pojemności, równą kwadratowi stosunku fal lub częstotliwości. Tak np. dla przeciętnego stosunku fali końcowej do fali początkowej równego ok. 3 należy rozporządzać zmiennością pojemności w stosunku $3^2 = 9$.

Pojemność początkowa zakresu składa się z pojemności minimalnej kondensatora strojeniowego (10 — 15 pF) oraz wszystkich pojemności stałych, dodatkowych, a więc pojemność:

trimmera (w położeniu średnim ok. 15 — 25 pF),

połączeń ok. 5 — 10 pF,
przełącznika do 5 pF.
lampy ok. 5 — 10 pF.
poj. własnej cewki ok. 3 — 10 pF.

Pojemności te dają w sumie pojemność „martwą" lub „początkową" równą ok. 50 pF.

Pojemność końcowa zakresu składa się z pojemności maksymalnej kondensatora strojeniowego (450 — 550 pF) oraz wszystkich stałych, dodatkowych pojemności — identycznie jak uprzednio, daje to w sumie (zależnie od użytego typu kondensatora strojeniowego) pojemność końcową ok. 500 — 600 pF.

Stosunek tych dwóch określonych tu pojemności jest w przybliżeniu większy niż 1 : 10, wobec czego możnaby tu uzyskać zakres o stosunku częstotliwości lub fal większym od 3.

Schematyczne rozdzielenie pojemności zmiennej oraz stałych pojemności dodatkowych przedstawione jest na rys. *1c*, gdzie C_1 jest pojemnością zmienną, natomiast C_2 — sumą pojemności dodatkowych.

W praktyce zakładamy zazwyczaj określony zakres fal np. 200 — 500 m. Stosunek fal wynosi zatem

$$\frac{500}{200} = 2{,}95.$$

Wobec tego stosunek pojemności musi wynosić

$$2{,}95^2 = 8{,}65.$$

Jeśli do obliczenia przyjmiemy np. kondensator o pojemności początkowej 12 pF i pojemności końcowej 490 pF, wówczas pojemność stałą obliczymy jako

$$8{,}65 = \frac{490 + C_x}{12 + C_x}$$

stąd $$C_x = \frac{386}{7{,}65} = 50{,}5 \ pF.$$

Zakładając, że pojemność przewodów, lampy, przełącznika i cewki wyniesie w sumie 30 pF, pozostaje 20,5 pF które muszą być uzupełniane trimmerem. W tym więc miejscu będzie odpowiedni trimmer o pojemności maksymalnej ok. 30 do 40 pF.

Indukcyjność cewki do tego obwodu wynosi (obliczamy np. dla 200 m czyli 1500 kc) ze wzoru (2):

$$\frac{1}{f} = 2\pi \sqrt{L(C\,min. + C_x)}$$

czyli $$\frac{1}{1\,500\,000} = 2\pi \sqrt{L(12 + 50{,}5) \cdot 10^{-12}}$$

stąd $L = 182\ \mu H$.

O sposobie budowy takiej cewki (o określonej indukcyjności) mowa będzie w rozdziale *Vc*.

Analogicznie oblicza się cewkę długofalową, przy czym oblicza się najpierw indukcyjność dla obwodu długofalowego (przy ew. innym stosunku fal początkowej i końcowej zakresu — a więc ew. dla innego trimmera) po czym, jeśli na zakresie długofalowym cewki pracują w szereg (średnio- i długofalowa), wówczas indukcyjność właściwej cewki długofalowej oblicza się jako różnicę indukcyjności dla fal długich mniej indukcyjności cewki średniofalowej. Przy połączeniu szeregowym cewek indukcyjności będą się dodawały:

$$L_d = L_s + L$$

gdzie
L_d — indukcyjność długofalowa (dla zakresu f. dł.),
L_s — indukcyjność cewki średniofalowej,
L — indukcyjność dodatkowej cewki długofalowej.

Selektywność jaką daje dany obwód drgań oraz *wzmocnienie* otrzymane z pracy lampy z pewnym obwodem zależne są od t. zw. dobroci obwodu. Na dobroć obwodu składają się spółczynniki dobroci jego elementów, a więc spółczynnik dobroci cewki oraz spółczynnik dobroci kondensatora.

Spółczynnik dobroci cewki wyraża się stosunkiem jej oporności pozornej do jej oporności strat (oporność rzeczywista uzwojenia plus straty w ew. rdzeniu ferromagnetycznym itp.):

$$Q_L = \frac{\omega L}{R}$$

Jeśli dla przykładu wziąć obwód pośredniej częstotliwości $f = 128\ kc$, dla którego dobrano cewkę

$$L = 10\ mH$$

to pojemność kondensatora wyniesie

$$C = 154\ pF$$

Przyjąwszy opór strat cewki jako $R = 107$ *omów*, otrzymamy dobroć cewki

$$Q_L = \frac{\omega L}{R} = \frac{2\pi \cdot 128 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{107} = 75.$$

Przyjmując upływność (zawierającą upływność izolatora oraz upływność strat dielektrycznych) jako równą $G = 0,05\ \mu S$, otrzymamy *spółczynnik dobroci kondensatora*

$$Q_C = \frac{\omega C}{G} = \frac{2\pi\ 128.10^3 \cdot 154 \cdot 10^{-12}}{0,05 \cdot 10^{-6}} = 2500.$$

Stąd wypadkowy *spółczynnik dobroci obwodu* oblicza się jako

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_L} + \frac{1}{Q_C} = \frac{1}{75} + \frac{1}{2500} = \frac{1}{72,5}$$

skąd

$$Q = 72,5.$$

Opór rezonansowy obwodu wyniesie wówczas

$$Z_{res.} = \omega L Q = 2\pi \cdot 128 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-3} \cdot 72,5 = 585000\ omów = 0,585\ megoma.$$

Wartości na Q_c, Q i Z_{res} odnoszą się jednak tylko do obwodu jako oddzielnej jednostki. Rzeczywista dobroć kondensatora, rzeczywista dobroć obwodu, a stąd i rzeczywisty opór rezonowany obwodu są przy załączeniu obwodu do układu — znacznie mniejsze wskutek dodatkowych tłumień. Założona wyżej w obliczeniu upływność $G = 0,05\ \mu S$ odpowiada oporowi upływu 20 megomów. W praktyce dodatkowe tłumienia wynoszą od 1 do kilku μS. Jeśli więc dla obwodu drgań załączonego do układu przyjąć np. $G = 1,4\ \mu S$, wówczas otrzyma się dla tego samego przykładu:

$$Q_c = 88,5.$$

Skąd dobroć obwodu $Q = 38$

oraz opór rezonansowy zaledwie

$$Z_{res} = 0,3\ megoma.$$

Mając obliczony *rzeczywisty opór rezonansowy* oraz znając nachylenie charakterystyki lampy, z którą dany obwód pracuje można obliczyć wzmocnienie danego stopnia ze wzoru:

$$k = S \cdot Z_{res}.$$

gdzie k — wzmocnienie
S — nachylenie charakterystyki lampy w A/V (a więc normalnie podana liczba w mA/V zmniejszona 1000-krotnie).
Z_{res} — jak wyżej.

Dla przykładu liczbowego przyjmijmy nachylenie charakterystyki $S = 1,5\ mA/V$, skąd wzmocnienie

$$k = 1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 300000 = 450.$$

Jest to zatem wielkość wzmocnienia, jakie może dać lampa pośr. częstotliwości z przeciętnym obwodem pośr. cz.

Przy obwodzie drgań strojonym przy pomocy kondensatora zmiennego zmienia się ωC dla różnych punktów zakresu, nadto zmienia się tłumienie kondensatora oraz straty cewki zależnie od częstotliwości. W praktyce wystarcza jeśli dla danego zakresu przyjąć tylko zmianę oporności pozornej kondensatora (ωC). Wynika już stąd znaczna zmiana oporu rezonansowego obwodu, co daje w konsekwencji różny stopień wzmocnienia układu „*obwód strojony — lampa*" dla różnych częstotliwości. Największe są te cyfry dla początku zakresu. Aby dać pewne wyrównanie o obrębie poszczególnych zakresów stosuje się takie sprzężenie, które z punktu widzenia sprzężenia daje lepsze przenoszenie energii tam, gdzie wzmocnienie jest słabsze, a więc w podanym przykładzie dla pojemności maksymalnej.

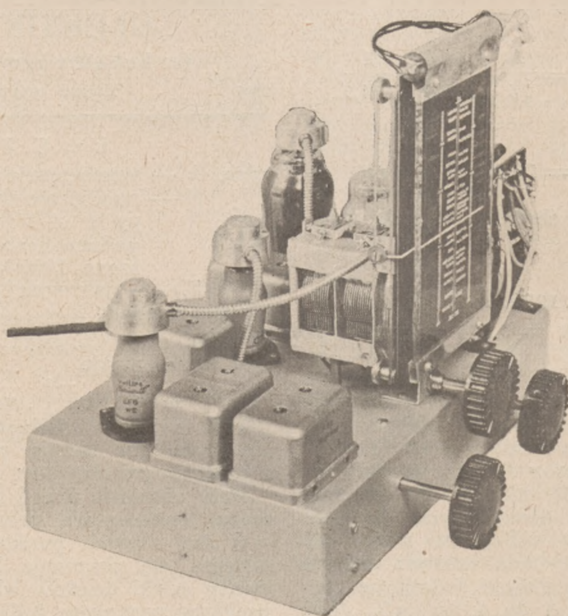
(D. c. n.).

Inż. K. Witkowski

6-cio obwodowa 3-lampowa superheterodyna na prąd zmienny RT. 8363 ZE.

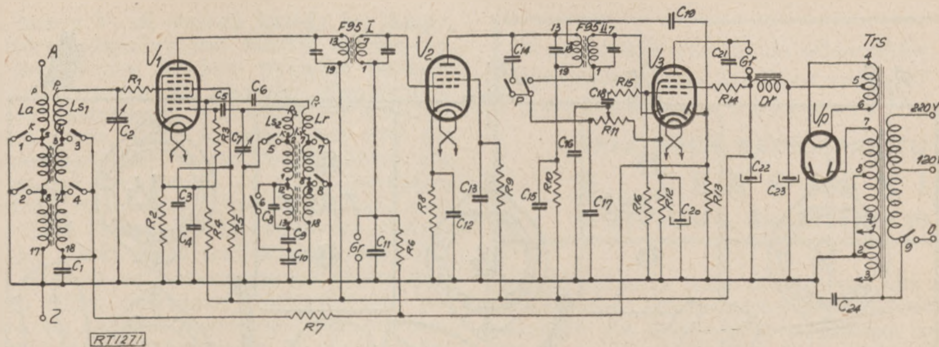
Właściwy dobór obecnie znajdujących się na rynku części do budowy odbiorników pozwala na zbudowanie stosunkowo prostymi środkami zupełnie dobrych układów superheterodynowych, tymbardziej, że przy należytym opracowaniu układu konstrukcja nie nastręcza nawet mniej zaawansowanemu amatorowi specjalnych trudności. Z tego też powodu oraz dzięki swym wielu zaletom odbiorczym układy superheterodynowe stają się coraz popularniejsze. Mając to na uwadze opracowaliśmy układ, którego koszt niewiele przekracza koszta budowy odbiornika 3-obwodowego, a prosta konstrukcja pozwala na podjęcie budowy nawet osobom mniej wprawnym.

Opisany odbiornik jest trzyzakresową superheterodyną o 6-u obwodach strojonych wyposażoną zresztą we wszystkie ważniejsze elementy superheterodyn większych, a więc antifading, 9-watowa lampa głośnikowa, skala tabelaryczna itp. Wydajność odbiornika i łatwość obsługi w stosunku do kosztów są bardzo duże i pozwalają przy prawidłowej budowie na osiągnięcie bardzo korzystnych wyników.



Układ.

Schemat ideowy odbiornika przedstawiony jest na *rys. 1.* Prądy szybkozmienne doprowadzone zostają z anteny poprzez gniazdko antenowe do cewek antenowych. Cewki dla poszczególnych zakresów są połączone w szereg i przy przełączaniu zakresów zostają kolejno zwierane lub też rozwierane. Cewki wejściowego obwodu strojonego sprzężone są z cewkami antenowymi indukcyjnie. Również i te cewki połączone w odniesieniu do cewek siatkowych dla poszczególnych zakresów połączone są szeregowo i zostają przy pomocy przełącznika zwierane lub też rozwierane. Cewki średnio- i długofalowe zawarte są w zespole ce-



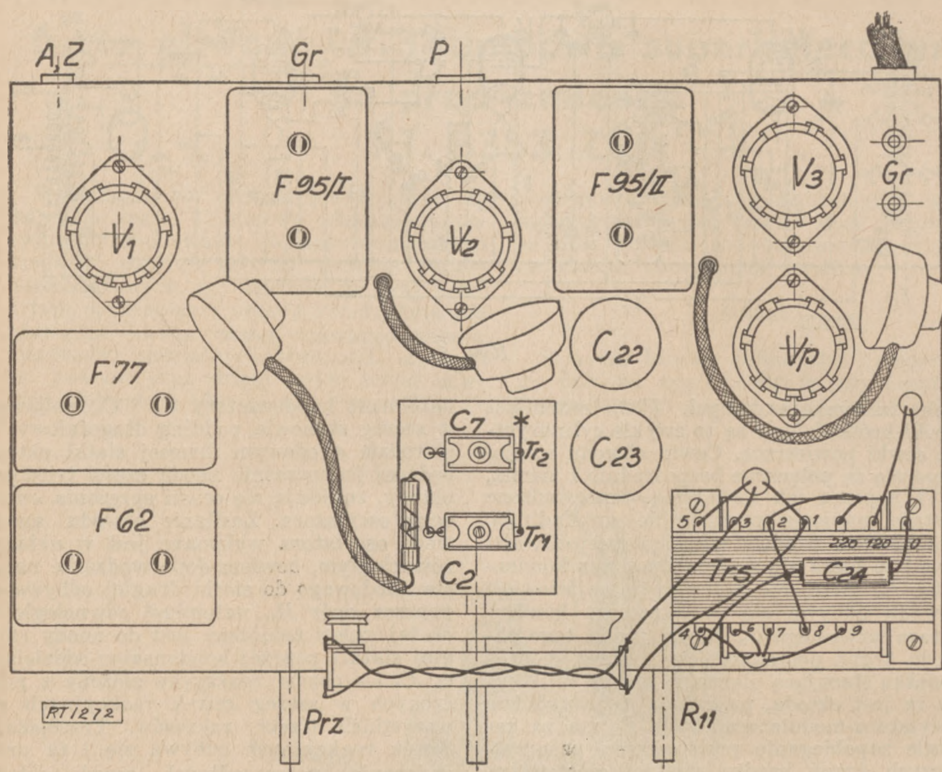
Rys. 1.

wek ferromagnetycznych *F62*, natomiast cewki krótkofalowe są to zwykłe cylindryczne cewki powietrzne. Cewki obwodu strojonego nie są połączone bezpośrednio z ziemią, gdyż poprzez ich uzwojenia doprowadzone zostaje napięcie regulacyjne antifadingu. Dla obwodu prądów wielkiej częstotliwości cewki te łączą się z ziemią poprzez kondensator C_1. Strojenie pierwszego wejściowego obwodu odbywa się przy pomocy kondensatora zmiennego C_2. Górny punkt tego obwodu drgań połączony jest poprzez opór R_1 z siatką sterującą pierwszej lampy V_1. Lampa ta jest oktodą, pracującą tu w układzie oscylatora-modulatora. Opór R_1 ma za zadanie zapobieganie powstawaniu pasorzytniczych drgań bardzo wielkiej częstotliwości, które mogłyby utrudnić pracę odbiornika na zakresie fal krótkich. Katoda lampy V_1 łączy się z ziemią poprzez opór R_2, na którym prąd emisyjny katody stwarza spadek napięcia, który dostarcza ujemnego początkowego napięcia dla siatki sterującej. Opór ten dla odsprzęgania powstających na nim spadków napięć zablokowany jest kondensatorem C_4.

Część triodowa oktody pracuje tu jako lampa oscylacyjna. Opór R_3 i kondensator C_5 tworzą mostek siatkowy, do którego załączony jest obwód strojony oscylatora, składający się z kondensatora strojeniowego C_7 oraz cewek oscylatorowych: krótkofalowej *Ls 2* oraz średnio- i długo-falowej, znajdujących się w zespole cewek oscylatorowych *F77*. Kondensator C_{10} jest średniofalowym kondensatorem paddingowym, natomiast kondensatory C_9 i C_{10} połączone w szereg stanowią podding długofalowy. W obwodzie anodowym drugiej siatki oktody, będącej jednocześnie anodą części triodowej oktody, znajdują się cewki sprężenia zwrotnego oscylatora. Zasilanie obwodu anodowego oscylatora wykonane jest w układzie równoległym, bowiem doprowadzanie napięcia anodowego do siatki drugiej odbywa się poprzez opór R_1, natomiast równolegle do do tej gałęzi załączony jest do anody (drugiej siatki) poprzez kondensator oddzielający C_8 — obwód reakcyjny złożony z połączonych w szereg cewek reakcyjnych dla wszystkich trzech zakresów. Przełączanie cewek reakcyjnych odbywa się i tu przez zwieranie poszczególnych cewek składowych.

Napięcie stałe dla trzeciej i piątej siatki oktody dopływa poprzez opór R_5, zablokowany celem odsprzężenia kondensatorem C_3.

W obwodzie anodowym oktody V_1 znajduje się pierwotny obwód pierwszego filtru pośredniej częstotliwości *F95*. Napięcie anodowe dla lampy V_1 pobierane jest z pełnego napięcia anodowego zasilacza odbiornika. Wtórny obwód pierwszego transformatora pośredniej częstotliwości leży w obwodzie siatkowym następnej lampy pracującej zasadniczo jako wzmacniacz pośredniej częstotliwości. Podkreślam tu wyrażenie „zasadniczo", gdyż lampa ta pełni jeszcze inną rolę — mianowicie wzmacnicza małej częstotliwości przy elektrycznej reprodukcji płyt gramofonowych. Lampa V_2



Rys. 2.

jest pentodą wielkiej częstotliwości o niestałym napięciu siatki osłonnej. Początkowe ujemne napięcie siatkowe tej lampy otrzymane zostaje jako spadek napięcia na oporze R_8, zablokowanym kondensatorem C_{12}. Zmienne ujemne napięcie dla samoczynnej regulacji antifadingowej doprowadzone zostaje do siatki sterującej tej lampy poprzez opór R_6 i poprzez uzwojenie wtórnego obwodu pierwszego filtru pośredniej częstotliwości. Stała czasu antifadingu dla tej lampy ustalona zostaje przy pomocy oporu R_6 i kondensatora C_{11}. Wartość kondensatora C_{11} utrzymana musi być w stosunkowo małych granicach ze względu na dwoisty charakter pracy lampy V_2, tj. zarówno jako wzmacniacza wielkiej (pośredniej) i małej częstotliwości,(przy przełączaniu odbiornika na wzmacnianie z adaptera.

Obwód anodowy lampy V_2 różni się od normalnie spotykanych układów dla 1 lampy pośredniej częstotliwości, gdyż oprócz pierwotnego obwodu drugiego filtru pośredniej częstotliwości znajdują się w nim również obwody dla przełączania lampy dla wzmacniania z płyt gramofonowych. W normalnej pozycji przełącznika *Prz.* lewa para kontaktów jest otwarta i nie wprowadza żadnych zmian do obwodu anodowego lampy V_2. Druga (prawa) para kontaktow zwarta jest w pozycji *odbiór radiowy* i powoduje zamknięcie obwodu detekcji od anody diody w lampie V_3 poprzez wtórne uzwojenie drugiego filtru pośredniej częstotliwości, dalej przez wspomnianą parę kontaktów (prawa) i mostek detekcyjny złożony z oporu R_{11} i kondensatora C_{16} do katody lampy V_3.

Opór R_{12} zablokowany kondensatorem C_{20} powoduje powstawanie na nim przez płynący przezeń prąd anody spadku napięcia. Ten spadek napięcia stanowi ujemne napięcie siatkowe dla części pentodowej lampy V_3 oraz stanowi jednocześnie napięcie opóźniające dla automatycznej regulacji antifadingowej.

Zdetektorowane napięcia małej częstotliwości, występujące na oporze R_{11} doprowadzone zostają do siatki sterującej części pentodowej lempy V_3. Kondensator C_{16} służy dla odprowadzania prądów wielkiej częstotliwości otrzymanych z procesu detekcji, do ziemi. Kondensator C_{18} ma na celu galwaniczne oddzielenie obwodu siatki sterują-

cej lampy V_3 od obwodu katody tej lampy, z którą połączony jest mostek detekcyjny. W przeciwnym bowiem wypadku napięcie siatkowe lampy V_3 uległoby dławieniu w miarę nastawiania odbiornika na mniejsze wzmocnienie. Opór R_{15} służy jak filtr dla prądów wielkiej częstotliwości, które nie mogą być dopuszczone do siatki sterujacej pentody wyjściowej. Ujemne napięcie siatkowe dla lampy V_3 doprowadzone zostaje do jej siatki sterującej poprzez opór R_{16}.

Z odczepu na pierwotnym uzwojeniu drugiego filtru pośredniej częstotliwości pobiera się napięcie pośredniej częstotliwości, które poprzez kondensator C_{19} doprowadza się do drugiej anody duodiody w lampie V_3. Przez prostowanie tych napięć powstaje na oporze R_{13} napięcie regulacyjne dla automatyki. Napięcie to doprowadza się jak już poprzednio wspomniano poprzez opór R_8 do obwodu siatkowego lampy V_2 dla regulacji wzmocnienia lampy pośredniej częstotliwości., oraz poprzez opór R_7 do obwodu siatkowego lampy V_1 dla regulacji wzmocnienia oktody. Opór R_7 i kondensator C_1 stanowią człon stałej czasu dla napięcia regulacyjnego pierwszej lampy.

Opór R_8 służy jednocześnie jako opór wejściowy dla gniazd adaptera *GR*. Przy wzmacnianiu przy pomocy lampy V_2 prądów małej częstotliwości doprowadzanych z adaptera, płyną one od gniazd adapterowych poprzez uzwojenie wtórne pierwszego filtru pośredniej częstotliwości do siatki sterującej lampy V_2. Po wzmocnieniu przez lampę V_2 prądy te płyną poprzez kondensator C_{14} i zamknięte kontakty lewe przełącznika *Prz* do potencjometru R_{11}, a stad do siatki sterującej lampy V_3. Część tych prądów płynie również poprzez uzwojenie pierwotne drugiego filtru pośredniej czestotliwości, jednak ze względu na stosunkowo dużą wartość oporu strata ta jest nieznaczna.

Wzmocnione przez lampę głośnikową prady akustyczne doprowadzone zostaja do gniazd głośnikowych, zablokowanych dla otrzymania właściwego brzmienia audycji kondensatorem C_{21}.

Zasilacz odbiornika składa się z transformatora sieciowego *Trs*, dostarczającego napięć dla żarzenia lamp odbiorczych, dla żarzenia lampy prostowniczej oraz napięć anodowych dla dwupołówkowej lampy prostowniczej. Wyprostowane przez lampę *Vpr* napięcie anodowe podlega wygładzeniu przy pomocy filtru pojemnościowego - dławikowego, złożonego z kondensatorów C_{22} i C_{23} oraz dławika małej częstotliwości *Dl*. Pełne napięcie anodowe doprowadzone zostaje do obwodów anodowych poszczególnych. lamp. W obwodzie siatki osłonnej lampy głośnikowej V_3 znajduje się nieduży opór R_{14}, zapobiegający możliwości powstawania w tej lampie drgań o bardzo wielkiej częstotliwości. Jeden z biegunów doprowadzenia sieciowego do transformatora sieciowego zablokowany jest do ziemi przy pomocy kondensatora C_{24}, odprowadzające do ziemi uporczywsze zakłócenia doprowadzone do odbiornika poprzez przewody sieciowe. Kondensator ten służy jednocześnie jako antena świetlna. Wyłącznik sieciowy *W* umieszczony jest jednobiegunowo w jednym z doprowadzeń sieciowych.

Spis części.

Podstawa z blachy żelaznej o wymiarach 300 × 190 × 60 mm.

C_1 — kondensator blokowy na 20.000 pF. (AH).

C_2 i C_7 — podwójny ogregat kondensatorów (Philips, typ. 7397).

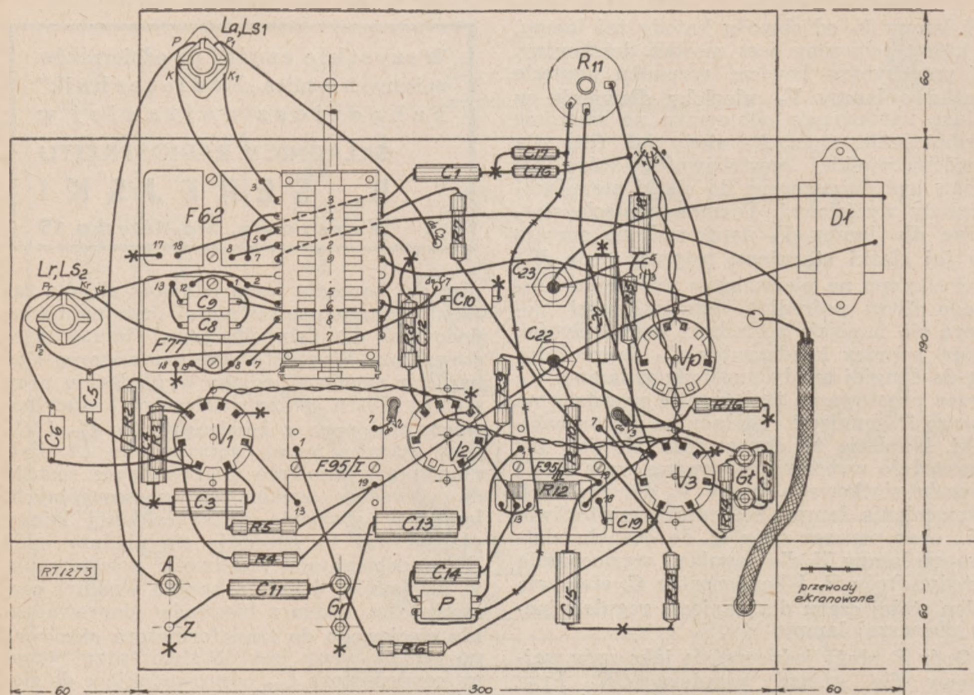
C_3 i C_4 — kondensatory blokowe montażowe po 0,1 μ F (AH).

C_5 — kondensator mikowy na 100 pF (AH)

C_6 — kondensator mikowy na 500 pF (AH).

C_8 — kondensator mikowy na 75 pF (AH).

C_9 i C_{10} — kondensatory calitowe paddingowe po 600 pF (AH).



Rys. 3.

C_{11}, C_{14} i C_{18} — kondensatory blokowe po 10.000 pF (AH).

C_{12} i C_{13} — kondensatory blokowe po 0,1 μF (AH).

C_{15} — kondensator blokowy na 2.000 pF (AH).

C_{16} i C_{17} — kondensatory mikowe po 100 pF (AH).

C_{19} — kondensator mikowy 50 pF (AH).

C_{20} — kondensator elektrolityczny suchy na 25 μF (Nap. prób. 25V) (AH).

C_{21} i C_{24} — kondensatory blokowe po 5.000 μF (AH).

C_{22} i C_{23} — dwa kondensatory elektrolityczne mokre po 32 μF (Nap. rob. 320V) (Philips typ 10255).

R_1 — opór masowy na 100 om. (Obciążalność 0,25 W).

R_2 i R_8 — opory drutowe po 300 om. (Obciążalność 4 W).

R_3 — opór masowy na 50.000 om. (Obciążalność 0,75 W).

R_4 i R_{10} — opory drutowe po 10.000 om. (Obciążalność 4 W).

R_5 i R_9 — opory drutowe po 0,1 Mg (Obciążalność 4 W).

R_6 — opór masowy na 2 Mg (Obciążalność 0,75 W).

R_7 — opór masowy na 1 Mg (Obciążalność 0,75 W).

R_{11} — potencjomierz węglowy na 0,5 Mg (Philips typ 10536).

R_{12} — opór drutowy na 160 om. (Obciążalność 0,4 W) (AH).

R_{13} — opór masowy na 0,5 Mg (Obciążalność 0,75 W) (AH).

R_{14} — opór masowy na 100 om (Obliczalność 1,5 W) (AH).

R_{15} — opór masowy na 10.000 om (Obciążalność 0,75 W) (AH).

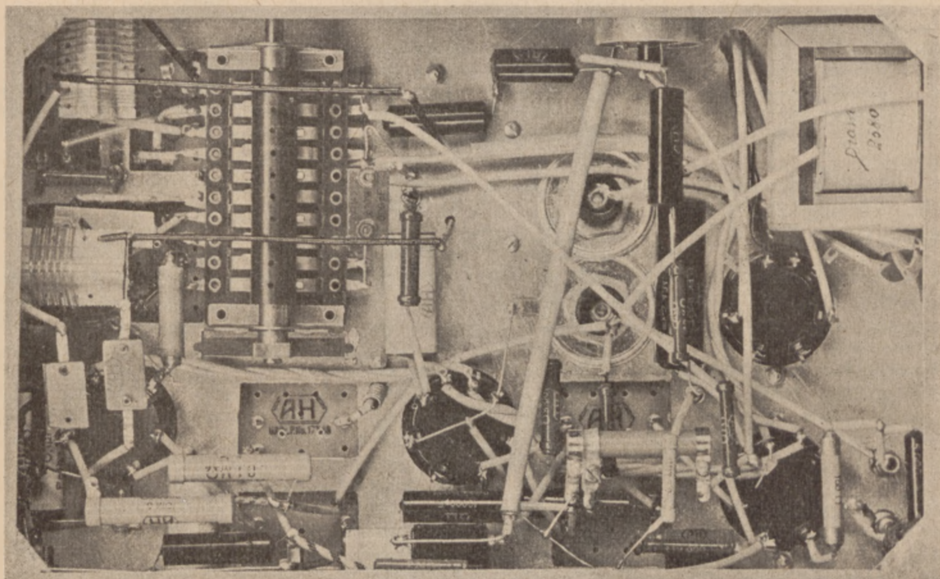
R_{10} — opór masowy na 0,8 Mg (Obciążalność 0,75 W) (AH).
F62 — zespół wejściowy Ferrocart (AH).
F77 — zespół oscylatora na 470 kc Ferrocart (AH).
F95 — dwa zespoły pośr. częst. Ferrocart (AH).
Gl — głośnik dynamiczny ze stałym magnesem. (Philips typ 9637 B).
Lampy: V_1 — EK 2, V_2 — EF 9, V_3 — EBL 1 i Vp — AZ 1 (Philips).
Trs. — transformator sieciowy: uzwojenie pierwotne 120 V i 220 V; uzmojenie wtórne: anodowe 2 × 300/60 mA. żarzenie lamp odbiorczych 2 × 3,15 × 3A, żarzenie lampy prostowniczej 2×2/1,1 A. (Polton typ DAŻ 30060).
Dl. — dławik m. cz. (Polton typ 2580). oraz drobny materiał montażowy.

Cewki.

Wszystkie cewki dla zakresów fal średnich i długich, a więc zarówno cewki wejściowe jak i cewki oscylatorowe są gotowymi zespołami cewek ferromagnetycznych. Cewki krótkofalowe natomiast są cewkami powietrznymi, które należy nawinąć według podanych tu danych.

Wejściowy krótkofalowy zespół cewkowy składa się z cewek *La* i *Ls1*. Są one nawinięte na szkielecie trolitulowym *(War-Radio)*. Cewka siatkowa *Ls1* liczy 6,5 zwoja, nawinętych drutem miedzianym, srebrzonym gołym o średnicy 1 mm. W odległości 5 mm od początku cewki, łączącego się z doprowadzeniem do siatki do lampy V_1 nawija się cewkę antenową *La* — 5 zwojów drutu miedzianego o średnicy 0,2 mm w izolacji jedwabnej, zwój przy zwoju.

Zespół cewek krotkofalowych oscylatora nawija się na identycznym szkielecie. Cewka *Ls2* otrzymuje analogicznie jak cewka *Ls1* 6,5 zwoja nawiniętych drutem miedzianym, srebrzonym gołym o średnicy 1 mm. Pomiędzy tymi zwojami nawija się cewkę *Lr* — 5,5 zwojów drutu miedzianego o średnicy 0,2 mm w izolacji jedwabnej. Uzwojenie rozpoczyna się o pół zwoju dalej aniżeli uzwojenie cewki *Ls2*, tak że cewka *Lr* mieści się zupełnie symetrycznie pomiędzy uzwojeniem cewki *Ls2*. Cewki należy nawijać starannie i jednakowo (cewki siatkowe *Ls1* i *Ls2)*, pozwala to bowiem na uzyskanie znacznie lepszych wyników na zakresie krótkofalowym, oraz ułatwia robotę przy zestrajaniu odbiornika. Cewki krótko-



Rys. 4.

falowe należy zamontować na chassis w miejscach wskazanych na rys. 3 i 4.

Montaż.

Montaż odbiornika wykonujemy na podstawie montażcwej w blachy żelaznej kadmowanej lub też z blachy aluminiowej. Na górnej płaszczyźnie chassis umocowujemy pośrodku agregat kondensatorowy wraz z napędem i skalą. Na kondensatorze należy umocować nadto płytkę bakelitową na której umieszczone zostają dwa trimmery, które należy połączyć równolegle do kondensatorów C_2 i C_7. Obok kondensatora umieszczamy z lewej strony kolejno wejściowy zespół cewek średnio- i długofalowych, za nim zespół cewek średnio- i długofalowych oscylatora, a dalej podstawkę lampową dla oktody V_1. Obok niej, za agregatem kondensatorowym umieszcza się pierwszy filtr pośredniej częstotliwości, dalej podstawkę lampy pośredniej częstotliwości V_2. Obok tej lampy umieszcza się drugi filtr pośredniej częstotliwości. W prawym przednim rogu górnej płaszczyzny montażowej przewidziane jest miejsce dla transformatora sieciowego, obok niego natomiast kondensatory elektrolityczne C_{22} i C_{23} filtru zasilacza oraz podstawki dla lampy głośnikowej V_3 oraz dla lampy prostowniczej *Vpr*. Do dolnej powierzchni głównej płaszczyzny montażowej należy przymocować przełącznik falowy, tak aby przewody do cewek wypadły jaknajkrótsze. Oś przełącznika wyprowadzona zostaje przez przednią płaszczyznę chassis. Symetrycznie do tej osi umocowany zostaje w przedniej płaszczyźnie chassis potencjometr regulacji siły R_{11}.

W tylnej płaszczyźnie chassis osadzone zostają w tulejkach izolacyjnych gniazdka antenowe, uziemienia i adapterowe oraz przełącznik gramofonowy. Nadto z prawego rogu tej płaszczyzny należy wyprowadzić sznur sieciowy. W przepustach izolacyjnych należy również osadzić gniazdka głośnikowe, które umieszczone zostają tuż przy lampie głośnikowej.

Z pozostałych części odbiornika należy jeszcze umocować do bocznych płaszczyzn od wewnątrz chassis dławik małej częstotliwości filtru zasilacza pod transformatorem sieciowym, wejściową cewkę krótkofalową — do przedniej ścianki chassis oraz oscylatorową cewkę krótkofalową — do bocznej ścianki chassis przy lampie V_1.

Rozmieszczenie wszystkich tych części składowych odbiornika wynika dokładnie z schematów montażowych odbiornika (rys. 2 i 3) oraz z fotografii chassis.

Po umocowaniu wszystkich tych części należy przystąpić do odrutowania schematu. Przy tym należy posługiwać się zasadniczo schematem ideowym z rys. 1, pomagając sobie schematem montażowym oraz fotografią tylko w celu zorientowania się, którędy dane połączenie ma być przeprowadzone.

Przede wszystkim należy wykonać połą-

czenia od transformatora sieciowego do podstawek lampowych, a więc przewody żarzeniowe oraz do anod lampy prostowniczej. Następnie należy wykonać połączenia od zespołów cewek wielkiej i pośredniej częstotliwości do lamp i do przełącznika falowego. W dalszyzm ciągu należy wykonać połączenia do gniazdek, do kondensatora strojeniowego i do potencjometru. Na koniec pozostaje wmontowanie kondensatorów i oporów montażowych, które zostają *zawieszone* na odnośnych przewodach połączeniowych.

Uruchomienie i zestrojenie.

Przed załączeniem odbiornika do sieci należy jeszcze raz sprawdzić bardzo starannie prawidłowość połączeń, wykreślając kolejno z schematu ideowego każde sprawdzone połączenie.

Przełącznik falowy zaopatrzyć w kułaczki do napędu sprężyn kontaktowych w ten sposób, aby w poszczególnych położeniach przełącznika zwarte były pary kontaktów oznaczone krzyżykiem:

Następnie należy przełączyć transformator sieciowy na lokalne napięcie sieci, a po załączeniu odbiornika do napięcia sprawdzić przy pomocy woltomierza albo przy najmniej przy pomocy żaróweczki napięcie żarzenia na kontaktach żarzeniowych poszczególnych podstawek lampowych. Napięcie dla lamp odbiorczych powinno wynosić po *6 V*, natomiast dla lampy prostowniczej — *4 V*. Popiero po tej próbie można zaopatrzyć odbiornik w lampy i przeczekawszy ok. 30 sekund od chwili włączenia odbiornika, tj. i do czasu rozgrzania się lamp, pomierzyć główne napięcie i prądy odbiornika. Napięcie zasilacza na kondensatorze C_{23} powinno wynosić *ok. 260 do 265 V*, natomiast na ostatnim kondensatorze zasilacza C_{22} — *255* do *260 V*. Prąd anodowy lampy głośnikowej powinien wynosić ok. *35 mA*.

Dla sprawdzenia obwodów małej częstotliwości odbiornika należy przełączyć odbiornik na odtwarzanie z płyt gramofonowych (przy pomocy przełącznika Prz) i załączywszy do gniazd adapterowych adapter gramofonowy, zbadać jakość reprodukcji płyt. Należy zaznaczyć, że przy odbiorze radiowym przewody adapterowe muszą być odłączone od odbiornika oraz, że przy włączonym odbiorniku nie wolno wyłączać z gniazd *Gł* głośnika, gdyż w przeciwnym razie może ulec uszkodzeniu lampa głośnikowa.

Jeśli obwody małej częstotliwości pracują bez zarzutu można z kolei przystąpić do zestrojenia obwodów pośredniej i wielkiej częstotliwości. Ze względu na to że w opisanym odbiorniku zastosowaną wysoką częstotliwość pośrednią *470 kc* jak również ze względu na to, że obwody wejściowe posiadają tylko jeden obwód strojony, dokładne zestrojenie odbiornika jest bardzo ważne, zwłaszcza z punktu widzenia możliwości powstawania gwizdów superheterodynowych. Dlatego też do zestrojenia odbiorni-

ka należy użyć oscylatora n. p. oscylator opisany w N-rze 10/38.

Dla zestrojenia obwodu pośredniej częstotliwości doprowadzamy modulowany sygnał o częstotliwości fali nośnej *470 kc* do czwartej (sterującej) siatki oktody *V*, i regulując czterema rdzeniami w obu filtrach pośredniej częstotliwości zestrajamy je do otrzymania maksymalnego sygnału na wyjściu odbiornika.

Jako kolejna czynność następuje zestrojenie odbiornika na zakresie fal średnich. W tym celu należy przełączyć odbiornik przy pomocy przełącznika falowego na zakres fal średnich i doprowadzając do czwartej siatki oktody modulowany sygnał *546 kc* (Budapeszt I) obracać tak śrubą rdzenia średniofalowego w zespole oscylatorowym *F 77*, aby otrzymać zgodność skali. Następnie należy zmienić częstotliwość sygnału doprowadzonego na *1384 kc* (Warszawa II) i przy pomocy trimmera na kondensatorze *C 7* uzgodnić skalę. Czynności te należy powtórzyć jeszcze dwukrotnie, sprawdzając jednocześnie zgodność skali w punktach pośrednich zakresu średniofalowego, a więc najlepiej dla Pragi I, Wrocławia i Gliwic.

Następnie należy powrócić do sygnału Praga I i załączywszy go do siatki sterującej w oktodzie ustawić według niego dokładnie agregat kondensatorowy. Nie zmieniając potem ani nastrojenia oscylatora ani też ustawienia agregatu kondensatorowego, należy przełączyć ten sam sygnał do gniazdka antenowego i odpowiednio regulować śrubą rdzenia średniofalowego wejściowego zespołu *F 62* do otrzymania maksymalnego sygnału na wyjściu odbiornika. Potem należy znów doprowadzić sygnał Gliwice do 4 siatki oktody i ustawić według niego agregat kondensatorowy dokładnie (obracając tylko gałką strojeniową, nie ruszając natomiast zupełnie rdzeniami cewek). Następnie, przerzuciwszy ten sam sygnał do gniazdka antenowego odbiornika należy regulować trimmerem na kondensatorze *C 2*. Nie należy oczywiście już zupełnie ruszać trimmera na kondensatorze *C 7* ani też rdzeni cewek. Dopiero po pierwszym naregulowaniu trimmera na kondensatorze *C 2* należy powtórzyć czynność kolejnego dostrajania rdzenia średniofalowego zespołu wejściowego oraz trimmera na kondensatorze *C 2* jeszcze dwukrotnie, zachowując dokładnie podany przy pierwszym zestrojeniu kolejny sposób postępowania.

Przełączywszy następnie odbiornik na zakres fal długich należy zestroić go na falach Warszawa I (*242 kc*) i Deutschlandsender *(191 kc)*. W tym celu doprowadza się sygnał *191 kc* do 4 siatki oktody i regulując rdzeniem cewki długofalowej w zespole oscylatora *F 77*, uzgadnia się skalę dla tej fali. Zgodność skali dla częstotliwości *242 kc* należy sprawdzić. Następnie należy powrócić do sygnału *191 kc* i według niego ustawić dokładnie agregat kondensatorowy, po czym przełączywszy ten sam sygnał na gniazdko antenowe odbiornika, należy regulować śrubką cewki długofalowej zespołu wejściowego *F 62*. Nie należy tu pod żadnym pozorem zmieniać dokonanego już uprzednio zestrojenia cewek średniofalowych oscylatora oraz obwodu wejściowego, ani też ustawienia 2 trimmerów na agregacie kondensatorowym.

Zestrojenie to należy powtórzyć jeszcze kilka krotnie (zależnie od tego jak dokładnie zostało ono wykonane), gdyż w ten sposób uzyskuje się lepsze zestrojenie obwodów, a co za tym idzie lepszą czułość i selektywność odbiornika, mniejsze szumy i zakłócenia przy odbiorze oraz lepszą zgodność skali odbiornika. Nadto ze względu na istnienie tylko jednego obwodu wejściowego otrzymuje się mniejsze gwizdy superheterodynowe, zwłaszcza jeśli w miejscu zainstalowania odbiornika pracuje silniejsza stacja lokalna.

Po dokładnym zestrojeniu odbiornika na zakresach fal średnich i długich należy przełączyć go na zakres fal krótkich i sprawdzić jakość odbioru. Jeśli cewki krótkofalowe były wykonane starannie i dokładnie według opisu, to tego rodzaju zestrojenie odbiornika na falach średnich i długich jak opisano wyżej, powinno jedno-

Kontakty	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Fale krótkie	×		×				×		×
Fale średnie		×		×		×		×	×
Fale długie									×
Wyłączono									

cześnie zagwarantować dostatecznie dokładne zestrojenie odbiornika na falach krótkich.

Jeśli w miejscu pracy odbiornika pracuje silna stacja lokalna średniofalowa, wówczas przy bliższym sąsiedztwie stacji mogą występować przy odbiorze stacji zwłaszcza niektórych długofalowych lekkie gwizdy wywołane mniejszą selektywnością jaką daje pojedynczy obwód wejściowy w stosunku do normalnie stosowanego dwuobwodowego filtru widmowego. W tym wypadku istnieje konieczność zmniejszenia nadmiernie silnych sygnałów stacji lokalnej przez zastosowanie eliminatora. Najlepsze wyniki oddaje tu eliminator, składający się z obwodu upustowego szeregowego, załączony równolegle do cewek antenowych, a więc pomiędzy gniazdka antenowe i uziemienia. Eliminator ten posiada bardzo małe tłumienie, co jest szczególnie ważne ze względu na odbiór krótkofalowy. Eliminator taki składa się z cewki ferrocartowej, nawiniętej na rdzeniu „*E*" oraz trimmera o pojemności *200 cm.* Dla eliminowania stacji lokalnej o długości fali pomiędzy 200 o 400 m (Warszawa II do Katowic) należy nawinąć na cewce Ferrocartowej 80 zwojów lica *20 × 0,05 mm.* Dla eliminowania stacji średniofalowej o fali dłuższej niż 400 m cewka musi posiadać 125 zwojów, nawiniętych licą *20 × 0,05 mm.* Cewkę oraz trimmer należy połączyć w szereg tak, aby cewka połączona była jednym końcem z gniazdkiem antenowym odbiornika, natomiast zmienna okładka trimmera powinna być połączone z gniazdkiem uziemiania. W pobliżu gniazdek antena — ziemia jest dostsateczna ilość miejsca, że trimmer może być namontowany bezpośrednio na tylnej płaszczyźnie chassis obok gniazdek wejściowych. Cewkę natomiast należy nieco odsunąć od chassis, umieszczając ją w uchwycie izolacyjnym (z preszpanu lub bakelitu) aby uniknąć tłumanie cewki przez bliskie sąsiedztwo chassis od rdzenia cewki. Eliminator należy nastroić na najsłabszy odbiór stracji lokalnej. Osiąga się w ten sposób jednocześnie polepszenie odtwarzania audycji stacji lokalnej, która nie powoduje przeciążenia wejścia odbiornika.

Gdyby jeszcze i wówczas na zakresie długofalowym występowały na niektórych stacjach lekkie gwizdy można je ostatecznie usunąć przez zmniejszenie amplitudy oscylatora na zakresie długofalowym. W tym celu należy połączyć równolegle do długofalowej cewki sprzężenia zwrotnego w oscylatorze (cewka 18—19 zespołu *F 77*) opór masowy *1000 omów.* Pomimo zmniejszenia w ten sposób amplitudy oscylatora (tylko na zakresie długofalowym o ca. 30%) nie otrzymuje się praktycznie żadnego zmniejszenia czułości i związanego z tym zmniejszenia wydajności odbiornika ani też żadnych niepożądanych zjawisk, mogących pogorszyć odbiór.

Po uprzednio opisanym zestrojeniu obwodów odbiornika i ewentualnym nastawieniu eliminatora należy sprawdzić odbiornik na jakość odbioru, poczem należy zabezpieczyć przed rezregulowaniem 8 śrub rdzeni cewek Ferrocartowych oraz oba trimmery na agregacie kondensatorowym przy pomocy lakieru szybkoschnącego lub też przy pomocy roztopionego na kolbie wosku.

Odbiornik modelowy, próbowany w lokalu redakcji wykazał dostateczną selektrywność oraz bardzo dużą czułość, zwłaszcza na zakresie fal krótkich, pozwalając na odbiór wielkiej ilości stacji.

Inż. Z. Żyszkowski

Wybór pośredniej częstotliwości

Ogromne rozpowszechnienie się w ostatnich czasach odbiorników superherodynowych zmusza nas do zastanowienia się nad problemami związanymi z tym rodzajem odbiorników.

W pierwszym rzędzie zastanowimy się nad tym co dzieje się w superherodynie z sygnałami otrzymanymi z anteny. Ogólnie mówiąc rzecz przedstawia się następująco: Sygnał otrzymany w antenie, posiadający przebieg sinusoidalny

$$i_s = I_s \sin \omega_s t' \quad . \; . \; . \; . \quad (1)$$

zostaje wzmocniony we wzmacniaczu wielkiej częstotliwości, jeżeli oczywiście taki jest, a następnie przekazany specjalnej lampie zwanej oscylatorem - modulatorem. Jak już z samej nazwy wynika lampa ta jest źródłem prądów o częstotliwości f_o, przy pomocy których modulujemy prądy przychodzące. Przypominam, że modulacją nazywamy zmianą amplitudy w takt pewnej częstotliwości np. f_o. A więc w tym wypadku modulować będziemy amplitudę I_s i otrzymujemy

$$I_p = I_s \sin \omega_o t \quad . \; . \; . \; . \quad (2)$$

ostatecznie otrzymujemy prądy

$$i_p = I_p \sin \omega_s t = I_s \sin \omega_s t \,.\, \sin \omega_o t \,. \quad (3a)$$

co po przekształceniu daje

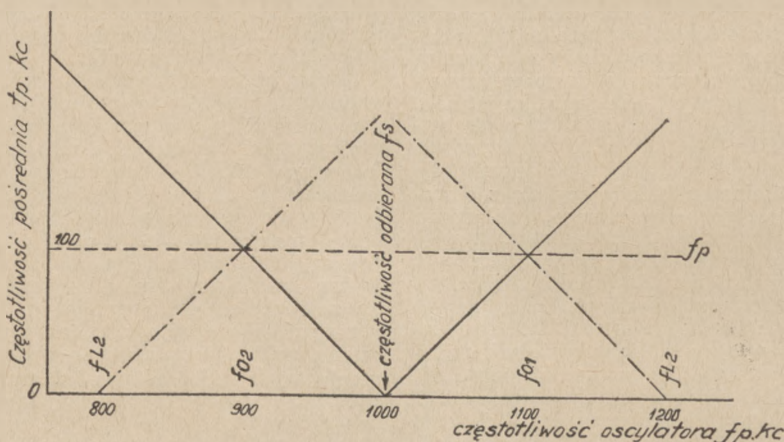
$$i_p = 2I_s \left[\cos \frac{1}{2}\left(\omega_o + \omega_s\right) t - - \cos \frac{1}{2}\left(\omega_o - \omega_s\right) t\right] \quad . \quad (3b)$$

lub

$$i_p = 2I \left[\cos \pi\left(f_o + f_s\right) t - \cos \pi\left(f_o - f_s\right) t\right] \quad . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \quad (3c)$$

Argument pierwszego członu tego równania jest dla każdej wartości f_o i f_s dodatni, drugiego natomiast może być albo dodatni albo ujemny, zależnie czy f_o jest większe od f_s czy odwrotnie. A zatem otrzymujemy dwie wartości częstotliwości pośredniej

$$f_{p\,1} = f_o - f_s \quad . \; . \; . \; . (4)$$



Rys. 1

$$f_{p\,2} = f_s - f_o \quad . \; . \; . \; . \quad (5)$$

Widzimy więc, że częstotliwość sygnału f_s, oscylatora f_o i pośrednia f_p są ze sobą wzajemnie powiązane i zmiana jednej z nich pociąga za sobą zmianę drugiej przy zachowaniu trzeciej. Widzimy że dla odbioru częstotliwości f_s otrzymujemy dwie częstotliwości oscylatora

$$f_{o\,1} = f_s + f_p \,. \quad . \; . \; . \quad (6)$$

$$f_{o\,2} = f_s - f_p \,. \quad . \; . \; . \quad (7)$$

Podobnie dla każdej wybranej częstotliwości oscylatora otrzymujemy dwie częstotliwości sygnału które w rezultacie mogą dać wymaganą częstotliwość porśednią. I tak dla f_{o1} otrzymujemy

$$f_s = f_{o\,1} - f_p \,. \quad . \; . \; . \quad (8)$$

$$f_{L\,1} = f_{o\,1} + f_p \quad . \; . \; . \quad (9)$$

i dla f_{o2}

$$f_s = f_{o\,2} + f_p \quad . \; . \; . \quad (10)$$

$$f_{L\,2} = f_{o\,2} - f_p \,. \quad . \; . \quad (11)$$

A zatem oprócz żądanej częstotliwości sy-

gnału odbierać będziemy dodatkowo częstotliwość f_{L1} lub f_{L2}, a więc w obu wypadkach otrzymamy jednoczesny odbiór dwóch stacyj, W pierwszym wypadku odbierać będziemy f i f_1 przy czym jak wynika z równań

$$f_{L_1} = f_s + 2f_p \quad . \quad . \quad . \quad (12)$$

a w drugim f_s i f_{L_2} przy czym

$$f_{L_2} = f_s - 2f_p \quad . \quad . \quad . \quad (13)$$

lub ogólnie $f_L = f_s \pm 2f_p$ (14)

Oczywiście częstotliwości te zwane lustrzanymi będą interferowały z odbieranymi, zakłócając odbiór.

Aby zmniejszyć wpływ drugiej niepożądanej częstotliwości stosujemy przed modulatorem obwody resonansowe, regulowane jednocześnie z oscylatorem. Jeżeli jednak stacja o częstotliwości lustrzanej jest bardzo silna, sygnał może się przedostać przez obwody wstępne do modulatora. Jeżeli częstotliwość tego sygnału będzie się nieco różnić od wartości $f_s + 2f_p$, wtedy

otrzymujemy gwizd o częstotliwości równej różnicy f_s i f_L

Druga możliwość powstawania zakłóceń w odbiorze superheterodynowym istnieje przy odbiorze silnych stacyj, w wypadku gdy obwody wstępne nie posiadają dostatecznej ostrości rezonansu, a mianowicie otrzymujemy odbiór tej samej stacji w dwóch punktach dla

$$f_{o\,1} = f_s + f_p$$
$$f_{o\,2} = f_s - f_p$$

przy czym druga stanowi lustrzaną w stosunku do pierwszej.

Jak na tym tle przedstawia się wybór częstotliwości pośredniej. Przede wszystkim musimy się zastanowić nad zakresem częstotliwości jakim rozporządzamy do tego celu. Ze względu na wzmocnienie i selektywność należało by brać częstotliwości możliwie małe, lecz na przeszkodzie stoi w radiofonii wierność która ogranicza od dołu zakres częstotliwości na *100 kc*. Jeżeli idzie o granicę górną to nie możemy jej tak ściśle ustalić jak dolną. Sprawę tę omówimy jeszcze niżej w związku odbiorem fal krótkich. Ogólnie tylko można powiedzieć, że ze wzrostem częstotliwości maleje wzmocnienie przypadające na stopień wzmacniacza pośredniej częstotliwości a jednocześnie następuje pogarszanie się obwodów i kształtu krzywej filtrów oraz współbieżności. Wzrastające trudności opanowania układu i przytoczone strony ujemne każą nam postawić górną granicę nieco powyżej *1500 kc*.

Od razu jednak możemy powiedzieć, że częstotliwość pośrednia nie powinna leżeć w zakresie fal odbieranych, gdyż groziłoby to przedostawaniem się sygnałów o tej częstotliwości bezpośrednio do wzmacniacza pośredniej częstotliwości, powodując zaburzenia w odbiorze. W ten sposób eliminujemy zakresy *1500 kc — 500 kc i 420 kc — 150 kc*. Pozostają nam więc do dyspozycji następujące częstotliwości pośrednie powyżej *1500 kc* od *500 kc* do *420 kc* i od *135 kc* do *100 kc*. Jednakże i tu musimy wybierać bardzo ostrożnie, ponieważ częstotliwość pośrednia nie powinna wypadać na harmonicznych silnych stacji, a więc przede wszystkim stacyj najbliższych (warunki miejscowe), gdyż groziłoby to również przedostawaniem się ich do wzmacniacza pośredniej częstotliwości i zakłóceniami.

Następne zagadnienie wynika z możliwości zakłóceń częstotliwościami lustrzanymi (z niemieckiego szpiglowymi). Z równania wynika,

$$f_L = f_s \pm 2 f_p$$

że im większą damy częstotliwość pośrednią, tym więcej różnić się będzie ona od odbieranej i tym mniejsze jest niebezpieczeństwo przedostania sie częstotliwości f_L przez obwody nastrojone na f_s przy dostatecznej dużej częstotliwości pośredniej, częstotliwość lustrzana wypada poza zakresem i nie przedstawia już niebezpieczeństwa, tak że przy $f_p \approx 1500$ *kc* można zamiast obwodów rezonansowych regulowanych stosować filtry stałe, nie przepuszczające pewnych częstotliwości. Jednocześnie powstaje możliwość zbudowania odbiornika jednozakresowego pokrywającego oba zakresy fal średnich i długich. Warunek, aby częstotliwość lustrzana była równa względnie większa od największej odbieranej daje nam równanie.

$$f \geq \tfrac{1}{2}\,(f_{s\,max} - f_{s\,min}) \quad . \quad (15)$$

Jeżeli częstotliwość obliczona z tego równania wypadłaby zbyt duża np. przy odbiorze fal krótkich *(15000 kc — 6000 kc* f_p *= 4500 kc)* wtedy oprócz niej musi być jeszcze druga częstotliwość pośrednia zapewniająca dobrą selektywność i wzmocnienie. Drugi oscylator musi pracować wtedy możliwie bez harminicznych i szczególnie dobrze odekranowany, aby jego harmoniczne nie przedostawały się do wejścia, dając odbiór stacyj nieistniejących.

Są to tak zwane odbiorniki z podwójną przemianą częstotliwości. W odbiornikach tych pierwsza częstotliwość pośrednia wynosi zwykle *2000* druga zaś *100 kc*. Taki układ jednak ze względu na konieczność użycia dwóch oscylatorów-modulatorów i zwiększonych tym trudności zestrojenia nie zyskał popularności.

Dla odbioru fal krótkich stosuje się czasami w odbiornikach korespondencyjnych wielokrotną przemianę częstotliwości, lecz to w warunkach amatorskich, a nawet przy produkcji masowej nie wchodzi zupełnie w rachubę.

W początkach istnienia superheterodyny, wzgląd na możliwe duże stłumienie częstotliwości lustrzanych przy zastosowaniu normalnych obwodów wstępnych doprowadził do użycia dużej częstotliwości pośredniej bo aż *3333 kc* (Infradyna). W naszych czasach do dużej częstotliwości pośredniej doszliśmy na innej drodze, a mianowicie możliwego zmniejszenia kosztu odbiornika. Duży koszt pierwszego obwodu strojonego względnie dwóch wraz z urządzeniami pomocniczymi, spowodował wybór częstotliwości pośredniej około *1600 kc*. W tym wypadku częstotliwość lustrzana leży daleko poza zakresem fal długich i średnich, a więc jak wspomnieliśmy najprostszy filtr obcinający częstotliwości poza *1500 kc* zamiast obwodów wstępnych zapewnia dostateczną selektywność. Odbiorniki te poza niższą ceną mają również tę

zaletę że pokrywają jednym zakresem pasmo częstotliwości od *150 kc — 1500 kc*. Posiadają jednak mniejszą selektywność i mniejsze wzmocnienie na stopień od odbiorników o częstotliwości pośredniej mniejszej.

Zagadnieniem pokrewnym z wyborem częstotliwości pośredniej jest wybór częstotliwości oscylatora. ponieważ jak wynika z równań (6) i (7) możemy wybrać ją większą od częstotliwości odbieranej lub mniejszą. Wybór drugiej przy zakresie fal długich i średnich jest niemożliwy jak to można prosto wykazać na przykładach. Przyjmując $f_p = 130$ i zakers *150 kc — 350 kc* otrzymujemy, iż oscylator powinien w tym wypadku posiadać zakres między *20* i *220 kc*, aby otrzymać żądaną częstotliwość pośrednią. Spowodowało by to konieczność zastosowania bardzo dużego kondensatora strojeniowego oscylatora. Jeszcze wyraźniej sprawa przedstawia się dla $f_p = 470$ *kc*, gdyż odpada tu i ta ostatnia ewentualność, ponieważ w tym wypadku częstotliwości oscylatora wypadłyby ujemnie, a więc nierealne.

Pozostaje nam więc jedna możliwość, a mianowicie zastosowanie częstotliwości oscylatora większej od odbieranej.

Przechodzimy teraz do następnej grupy zagadnień związanych z wyborem pośredniej częstotliwości, a mianowicie do wpływu harmonicznych na pracę odbiornika i zakłócenia w odbiorze.

Pierwszy rodzaj zakłóceń pochodzi stąd, że oscylator poza właściwą częstotliwością wytwarza także częstotliwości wyższe (harmoniczne), będące wielokrotnościami częstotliwości wyższe (harmoniczne), będące wielokrotnościami częstotliwości podstawowej ($2f_0$, $3f_0$ . . . . . nf_0). Ważnem jest to z tego względu, że częstotliwość harmoniczna może doprowadzić do odbioru sygnału różniącego się od niej o f_p

Drugi rodzaj zakłóceń pochodzi stąd, że przy modulacji powstają harmoniczne nie tylko oscylatora, ale i sygnału wskutek nie prostolinijnej charakterystyki modulatora. Podczas modulacji w modulatorze o charakterystyce kwadratycznej występuje $\sin \omega_0 t + \sin \omega_s t$ w drugiej potędze co po rozwiązaniu daje:

$$\sin^2 \omega_0 t + \sin \omega_0 t \,.\, \sin \omega_s t + \sin^2 \omega_s t \quad (16)$$

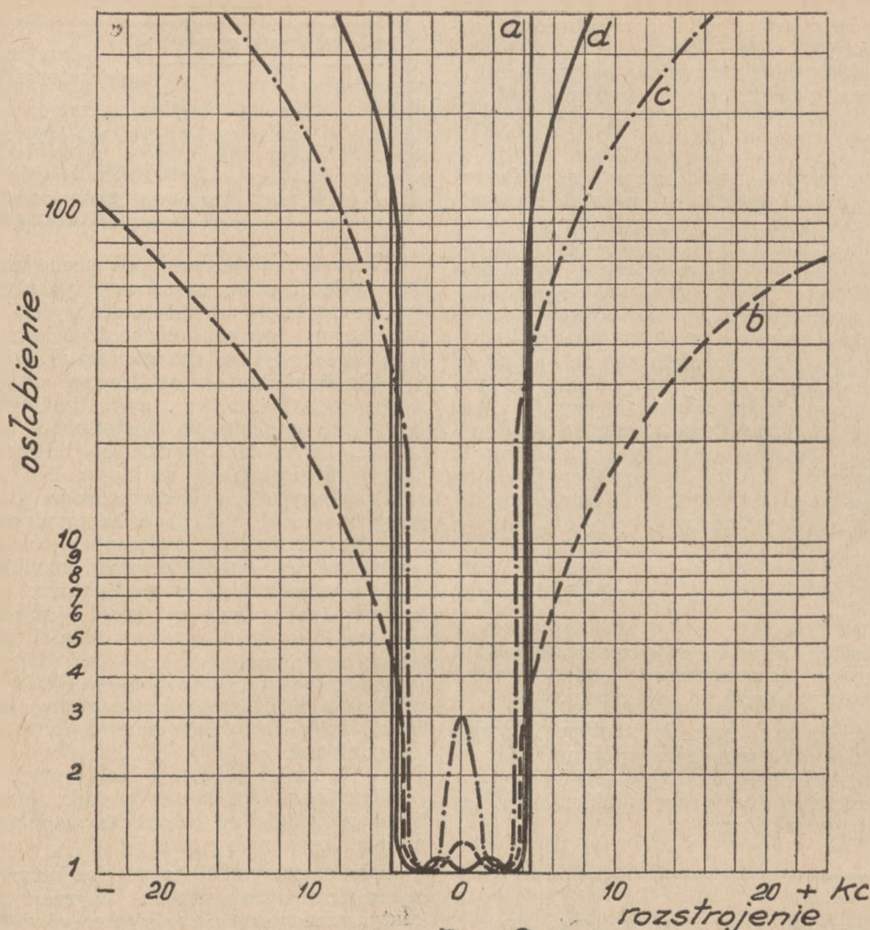
$\sin^2 \omega_0 t$ daje drugą harmoniczną oscylatora, $\sin^2 \omega_s t$ drugą harmoniczną sygnału ponieważ

$$\sin^2 a = \tfrac{1}{2} (1 - \cos 2a) \quad . \quad (17)$$

Wyrażenie środkowe posiada częstotliwość pośrednią co łatwo zauważyć porównując z równaniem (3a).

Przy dowolnym kształcie charkaterystyki modulatora którą możemy wyrazić matematyczanie przy pomocy szeregów Taylora, otrzymać możemy harmoniczne jeszcze wyższych rzędów.

W jaki sposób harmoniczne powodują powstawanie zakłuceń w odbiorze. Poniżej przytoczony przykład dokładnie to zilustruje. Weźmy $f_s = 600$ *kc*. Przy częstotliwości pośredniej $f_p = 100$ *kc* otrzymujemy $f_0 = 700$ *kc* i $f_L = 800$ kc. Jeżeli na częstotliwości $f_z = 500$ *kc* pracuje silna stacja, wtedy bezpośrednio z częstotliwością oscylatora nie da ona częstotliwości pośredniej *100 kc*. Jeżeli jednak weźmiemy jej trzecią harmoniczną ($3f_z$) wtedy otrzymujemy zdumiewający fakt, że ta z drugą harmoniczną oscylatora ($2f_0$) daje czętsoliwość pośrednią *100 kc* i na tej drodze stacja zakłócająca wchodzi do wzmacniacza pośredniej częstotliwości wytwarzając przy pewnych odchyleniu od 500 kc gwizd interferencyjny. W ten sposób 4-ta harmoniczna ($4f_z'$) częstotliwości $f_z' = 550$ *kc* z trzecią harmoniczną oscylatora ($3f_0$) da częstotliwość pośrednią. Podobnie druga



Rys. 2

harmoniczna *($2f_z$ ")* częstotliwości $f_z'' = 300$ *kc* z częstotliwością oscylatora daje $f_p = 100$ *kc*. Ogólnie mówięc przy spełnieniu zależności

$$m.\ f_z - n.\ f_o = \pm f_p \quad . \quad (18)$$

zawsze otrzymamy interfencje zakłócające odbiór. W równaniu tym „m" i „n" (liczby całkowite, dodatnie) oznaczają kolejną harmoniczną sygnału zakłócającego f_z względnie oscylatora f_o.

W wypadku $m = 1;\ n = 1$, otrzymujemy $f_z - f_o = f_p$, a zatym f_z jest częstotliwością lustrzaną lub $f_z - f_o = -f_p$, a wtedy f_z jest właściwą odbieraną częstotliwością f_s. Równanie powyższe możemy przekształcić jeśli zamiast f_o podstawimy $f_s + f_p$

$$m\ f_z - n\ (f_s + f_p) = \pm f_p$$

$$f_z = \frac{n}{m} f_s + \frac{n \pm 1}{m} f_p \quad . \quad . \quad (19)$$

Weźmy teraz wyadek gdy $n = m = a$; wtedy równanie nasze uprości się

$$f_z = f_s + \left(1 \pm \frac{1}{a}\right) f_p \quad . \quad . \quad (20)$$

Z równania tego widzimy odrazu, że druga harmoniczna stacji, której częstotliwość f_z różni się od nastawionej częstotliwości wejściowej o *1,5* f_p lub *0,5* f_p da z drugą harmoniczną oscylatora ton interferencyjny. Podobnie trzecie harmoniczne dadzą ton przy różnicy *1,33* f_p lub *0,67* f_p. Im wyższe harmoniczne tym bliżej leżą po obu stronach wartości $f_z = f_s + f_o$. Zupełna dyskusja tego zagadnienia jest bardzo trudna ponieważ istnieje ogromna ilość kombinacyj. Sprawa upraszcza się jednak o tyle, że amplitudy wyższych harmonicznych, a więc i powstające od nich gwizdy, szybko maleją. Wracając do kwestii wyboru częstotliwości pośredniej możemy bez liczenia opierając się

tylko na równaniu (20) powiedzieć, że im niższa będzie częstotliwość pośrednia f_p tym większe będzie niebezpieczeństwo gwizdu, zwłaszcza przy niższych harmonicznych, które spowodu swego natężenia są bardzo niebezpieczne, ponieważ tym mniejsze jest wyrażenie $f_p \left(1 \pm \frac{1}{a}\right)$ i różnice między f_s i f_p są mniejsze. Przy mniejszym f_p powiększa się jednocześnie prawdopodobieństwo istnienia wielu zakłócających częstotliwości f_s.

Pragnę zwrócić uwagę na jeszcze jedną możliwość powstawania tonów interferencyjnych. W demodulatorze skutkiem jego nieprostolinijnej charakterystyki mogą powstawać harmoniczne częstotliwości pośredniej i przez przewód automatycznej regulacji przenosić się do obwodu wejściowego.

Oznaczając przez n kolejny numer harmonicznej częstotliwości pośredniej łatwo można stwierdzić, że $(n \pm 1)$ harmoniczna f_p da z częstotliwością f_s równą n — tej harmonicznej f_p częstotliwość pośrednią, która przedostanie się do wzmacniacza pośredniej częstotliwości i będzie odbierana. Zależność powyższą łatwo ująć w równanie

$$(n \pm 1)\, f_p - f_s = \pm f_p \quad . \quad (21)$$

$$(n \pm 1)\, f_p - n f_p = \pm f_p$$

Jeżeli częstotliwość f_s różni się nieco od $n f_p$ wtedy otrzymamy gwizd.

Rozpatrzymy teraz jak to zjawisko przedstawiać się będzie dla trzech rodzajów częstotliwości pośredniej, którymi rozporządzamy. Jeżeli pominiemy zakres fal krótkich i bardzo krótkich, wtedy największą cząstotliwością odbieraną będzie *1500 kc.* Zbadajmy która harmoniczna f_p może interferować z tą częstotliwością przy $f_p = 1600;\ 470$ i *128 kc.* W pierwszym wypadku z równania (21) otrzymujemy $n_{max} = 0{,}94$; w drugim $n_{max} = 3{,}19$ a w trzecim $n_{max} = 11{,}7$ Z liczby tych widzimy jasno, że przy większych częstotliwościach pośrednich mamy mniej harmonicznych zdolnych do wytworzenia interferencji z częstotliwością odbieraną, przy czym nie uwzględniamy jej harmonicznych. Reasumując to cośmy powiedzieli o wpływie harmonicznych na odbiór, można stwierdzić iż większa częstotliwość pośrednia zapewnia odbiornikowi mniejszą ilość gwizdów interferencyjnych, przy takiej samej dobroci obwodów wstępnych i identycznym prowadzeniu przewodów.

Przejdźmy teraz do bardzo ważnego zagadnienia w superherodynie o strojeniu jednogałkowym, a mianowicie do współbieżności obwodów wejściowych i oscylatora. Musimy wybrać taką częstotliwość pośrednią, aby różnica między częstotliwością rezonansową obwodów wejściowych i oscylatora była możliwie mała i stała. Z prostego obliczenia przeprowadzonego niżej wynika iż wielkość częstotliwości pośredniej ma tu ogromny wpływ.

Z równania (4) mamy:

$$f_p = f_o - f_s\,;$$

$$\omega_d = \omega_o - \omega_s\,;$$

$$2\pi f_p = \frac{1}{\sqrt{C}}\left(\frac{1}{\sqrt{L_o}} - \frac{1}{\sqrt{L_s}}\right) \quad . \quad . \quad (22)$$

gdzie C jest pojemnością kondensatora strojeniowego, L_o indukcyjnością cewki oscylatora, L_s indukcyjnością cewki obwodu wejściowego. Oznaczając $\left(\frac{1}{\sqrt{L_o}} - \frac{1}{\sqrt{L_s}}\right) = a$

otrzymujemy, iż wielkość ta przy kondensatorze o pojemności maksymalnej *450* cm na zakresie średniofalowym waha się

przy $f_p = 1600\ kc$ od *75* do *225*
przy $f_p = 470\ kc$ od *22* do *66*
przy $f_p = 128\ kc$ od *6* do *18*

Ustalając indukcyjność obwodu wejściowego L otrzymujemy wartości L_0 dla krańców zakresu średniofalowego konieczne dla uzyskania współbieżności

przy $f_p = 1600\ kc$ $\frac{L_{0\ max}}{L_{0\ min}} = 4{,}14$

przy $f_p = 470\ kc$ $\frac{L_{0\ max}}{L_{0\ min}} = 2{,}17$

przy $f_p = 128\ kc$ $\frac{L_{0\ max}}{L_{0\ min}} = 1{,}34$

Ponieważ indukcyjności L_0 ze względów technicznych zmieniać nie możemy pozostaje nam w przypadku przytoczonym jedna możliwość: wybrać z całego zakresu jeden punkt dla którego chcemy otrzymać żądaną częstotliwość pośrednią i dla niego obliczyć indukcyjność L_0. W pozostałych częściach zakresu otrzymalibyśmy częstotliwość pośrednią inną od tej na jaką nastrojone są filtry pośredniej częstotliwości. W wyniku tego częstotliwości w tych częściach zakresu byłyby tłumione w filtrach pośredniej częstotliwości. Z obliczeń przytoczonych wyżej wynika, że przy częstotliwościach pośrednich większych wymagana jest większa zmienność indukcyjności a więc tym większe będą rozbieżności na krańcach zakresu w wypadku jednego punktu zgodności.

Ażeby polepszyć współbieżność należy zastosować w obwodzie oscylatora poza indukcyjnością i pojemnością strojoną, dodatkowe pojemności a mianowicie równoległą do indukcyjności i szeregową. Pierwsza zwana trimmerem ma za zadanie wyrównać niedomiar indukcyjności na początku zakresu tj. przy częstotliwościach większych, a druga zwana paddingiem lub kondensatorem skracającym — zmniejszyć nadmiar indukcyjności na końcu zakresu, to jest przy częstotliwościach mniejszych.

W ten sposób otrzymujemy trzy punkty zgodności oscylatora z obwodami wejściowemi, co oczywiście znakomicie poprawia współbieżność zwłaszcza jeżeli oba te punkty dodatkowe obieżemy nie na krańcach, lecz nieco wewnątrz zakresu. Niemniej jednak między i poza pukntami zgodności istnieje niewspółbieżność której podstawą jest stałość indukcyjności L_0. Jasny stąd wniosek, że niewspółbieżności te będą proporcjonalne do tych jakie otrzymalibyśmy, nie stosując ani trimmera ani paddingu, a więc większe dla większych, a mniejsze dla mniejszych częstotliwości pośrednich. Ze względu na współbieżność należałoby, więc stosować częstotliwość pośrednią możliwie małą.

Przejdziemy teraz do następnego zagadnienia. Jest nim wymagana od odbiornika wierność w odtwarzaniu dźwięków a więc i związana z nią sprawa kształtu krzywej rezonansu filtru pośredniej częstotliwości. Wiadomą jest rzeczą, że fala nośna modulowana zajmuje pasmo częstotliwości równe podwójnej częstotliwości modulacji. Przyjęto, że dostateczne odtworzenie audycji otrzymuje się jeśli częstotliwość ta zostanie ograniczona do *4,5 kc*, pasmo zatem zajęte przez stację powinno wynosić dwa razy tyle czyli *9 kc*. Idealnym filtrem pośredniej częstotliwości byłby taki który bez zniekształceń liniowych, a więc proporcjonalnych do amplitud sygnałów, przepuszczały pasmo częstotliwości o tej szerokości. Poza tym pasmem tłumienie filtru powinno być nieskończenie wielkie. Krzywa filtru powinna być prostokątem o jednym boku nieskończenie wielkim, a drugim równym *9 kc* (rys. 2 krzywa a). W praktyce osiągnięcie idealnej krzywej rezonansu jest niemożliwe, a istniejące sposoby pozwalają na pewne zbliżenie do niej. Nie będę wnikał w teorię filtrów pośredniej częstotliwości, naszkicuję tylko ogólnie od czego zależy kształt krzywej rezonansu.

W zwykle stosowanych filtrach dwu-obwodowych kształt krzywej uzależniony jest

od rodzaju i wielkości sprzężenia między obwodami, oporności rzeczywistej tych obwodów, ośrodka przez który przebiegają linie pola magnetycznego oraz częstotliwości rezonansowej filtru. Rozpatrzymy kolejno te czynniki. Sprzężenie między obwodami może być indukcyjne pojemnościowe lub mieszane. Jeśli sprzężenie będzie małe, wtedy obwody wpływać będą na siebie nieznacznie i krzywa filtru jako całości mało się będzie różniła od krzywej jednego z jego obwodów, a więc będzie posiadała ostry wierzchołek i małą szerokość. Przy zwiększaniu sprzężenia obwody będą bardziej wpływały na siebie i pojawi się drugi wierzchołek obok pierwszego. Wierzchołki te będą się oddalały od siebie a jednocześnie szerokość krzywej będzie się zwiększała przy czym między wierzchołkami utworzy się wgłębienie (rys. 2 krzywa b). Aby określić kształt krzywej rezonansu umówiono się określać szerokość krzywej przy osłabieniu dwukrotnym w stosunku do punktów szczytowych (około 8 kc) i dziesięciokrotnym (około 15 kc). Dla uzyskania tej szerokości musimy dać odpowiednią wielkość sprzężenia. Takie sprzężenie powoduje powstanie nieznacznego wgłębienia w wierzchołku, a więc tym samym wierność przekazywania częstotliwości od zera do *4,5 kc* nie będzie jednakowa, a mianowicie najlepiej reprodukowane będą częstotliwości wydłuża krzywą rezonansu nie zmieniając charakteru krzywej skutkiem czego wgłębienie w wierzchołku również się zwiększy (rys. 2 krzywa c). Aby tego uniknąć stosujemy kaskadę trzech filtrów pośredniej częstotliwości przy czym zestrajamy je tak by rezonanse poszczególnych filtrów nie wypadały przy tej samej częstotliwości. W wyniku tego otrzymujemy w wierzchołku krzywej dwa wgłębienia mniejsze i większą jej stromość (większą selektywność niż przy podwójnej kaskadzie), (rys. 2 krzywa d). Potrójna kaskada filtrów wymaga jednak takiej częstotliwości pośredniej, która nie powodowałaby samowzbudzania się wzmacniacza pośredniej częstotliwości. Nie może to być zatem częstotliwość zbyt mała, a ponadto nie wyzyskuje się pełnego napięcia na wtórnych obwodach transformatorów porśedniej częstotliwości, lecz jego część przy pomocy odczepów. Zwykle w tym wypadku stosujemy częstotliwość pośrednią około *470 kc*, rzadziej *1600 kc* ponieważ w tym wypadku krzywa rezonansu jest zbyt szeroka i nie zapewnia żądanej selektywności. Jakkolwiek wierność jest bardzo dobra.

Zbierzmy teraz wszystkie wnioski i na tej podstawie wybierzmy najodpowiedniejszą częstotliwość pośrednią.

Widzieliśmy, że ze względu na częstotliwości lustrzane i gwizdy interferencyjne

harmonicznych sygnałów odbieranych i częstotliwości pośredniej dogodniej jest wybierać częstotliwość pośrednią możliwie dużą *(1600 kc)*. Względy akustyczne, a więc wierność również za nią przemawiają. Z drugiej strony wymaganie dobrej współbieżności obwodów wstępnych i oscylatora, selektywności i dużego wzmocnienia na stopień wzmacniacza pośredniej częstotliwości narzuca nam raczej częstotliwość pośrednią niższą (około 128 kc).

Zastanowimy się teraz którą z wymienionych częstotliwości pośrednich należy uznać za najlepszą. Bezwzględnie najlepszym rozwiązaniem w danym wypadku jest odbiornik z podwójną przemianą częstotliwości, w którym pierwsza częstotliwość pośrednia wynosi około *2000* kc a druga około *100 kc*, przy czym zalety obu rodzaju częstotliwości uzupełniają się wzajemnie. Jest to jednak rozwiązanie kosztowne, technicznie trudne do wyknoania i z tego powodu bardzo rzadko bywa stosowane. W odbiorniku o pojedynczej przemianie częstotliwości musimy wybrać taką częstotliwość pośrednią, aby zapewniała nam równocześnie zalety małej i dużej częstotliwości pośredniej. Warunkowi temu odpowiada częstotliwość leżąca między tymi dwoma, a więc szukać jej należy w zakresie od *420 kc* do *500 kc*. Zacieśniliśmy zatem wybór częstotliwości pośredniej do tego niewielkiego zakresu i w nim należy szukać właściwego rozwiązania zagadnienia którym się zajmujemy. Musimy mianowicie znaleźć taką częstotliwość, która nie daje wcale względnie najmniej gwizdu interferencyjnych, a jednocześnie jest ze względu na częstotliwości lustrzane możliwie duża. W ten sposób drogą eliminacji dochodzimy wreszcie do właściwego rozwiązania którym jest częstotliwość około *470 kc*. Wynik naszych rozumowań zgodny jest z praktyką ponieważ w U. S. A. częstotliwość pośrednia *455 kc* uznana jest niemal za standartową, a w Europie najchętniej stosują częstotliwość pośrednią od *460 kc* do *470 kc*.

Źródła:

Rolf Wigand. Der Superhet. *Dr. Ing. Philipp Fanta*. Die Wahl der Zwieschenfrequenz. R. A. 1936. Nr. 9.

Krótkofalarstwo

Z. Stephan

Popularne przyrządy pomiarowe

(dokończenie)

Do najbardziej popularnych przyrządów pomiarowych na prąd stały należą amperomierze i voltomierze magnetoelektryczne. Miernik magnetoelektryczny zbudowany jest następująco (*Rysunek 3*). Pomiędzy nabiegunnikami odpowiedniego kształtu „*NS*" magnesu stałego *M*, znajduje się prostokątna ceweczka umocowana na ruchomej ośce. Do ośki przymocowana jest wskazówka i dwie sprężynki *d* (jedna z jednej strony cewki, druga z drugiej). Koniec jednej sprzężynki *d* przytwierdzany jest do dźwigni *e*, przy pomocy której można regulować położenie strzałki na zero. Ceweczka nawinięta jest cieniutkim drutem miedzianym, lub aluminiowym izolowanym na rameczce. Rameczki są albo metalowe, dla wprowadzenia tłumienia ruchu, albo z masy izolacyjnej. Wewnątrz cewki znajduje się nieruchomy walec z miękkiego żelaza. Walec ten powoduje równomierny rozkład strumienia magnetycznego w obszarze, gdzie porusza się cewka. Doprowadzenie prądu do cewki ruchomej odbywa się poprzez wspomniane sprężynki spiralne *d*, dające jednocześnie moment zwracający. Przepływający przez cewkę prąd powoduje powstanie pola magnetycznego cewki. Na pole to działa pole magnesu stałego pomiędzy nabiegunnikami a cylinderkiem żelaznym. Wskutek wzajemnego działania magnesu, na pole wytworzone przez prąd, zgodnie z prawem. Biot-Savart'a powstaje siła, a z nią moment napędowy, powodujący obrót ceweczki. Równowaga następuje, gdy moment napędowy *Mn* jest równy i przeciwnie skierowany niż moment zwracający *Mz*.

$$Mn - Mz = O$$

Moment napędowy jest proporcjonalny do strumienia Φ i prądu *I* płynącego przez cewkę.

$$Mn = c \quad \Phi I$$

c — stała proporcjonalności

Moment zwracający *Mz* jest proporcjonalny do kąta odchylenia α i stałej zwracania *D*.

$$Mz = D \,.\, \alpha$$

Ponieważ $Mn = Mz$, więc: $D \ \alpha = c \Phi . J$ ostatecznie:

$$\alpha = \frac{c\Phi}{D} \cdot J$$

Wielkości: *c*, Φ *D* są dla danego przyrządu stałe. Z tego wynika, że odchylenie jest proporcjonalne do prądu *I* przepływającego przez cewkę. Skala będzie zatem równomierna i proporcjonalna. Tę proporcjonalność osiąga się dzięki temu, że strumień Φ jest jednakowy, bez względu na to w jakim położeniu znajduje się cewka w stosunku do magnesu. Ujednostajnienie strumienia Φ osiągnięte zostało przez zastosowanie cylinderka żelaznego wewnątrz cewki.

Przyrządy magnetyczno-elektryczne nadają się do pomiaru prądu stałego, lub prądu tentniącego. W drugim wypadku odchylenie jest proporcjonalne do wartości średniej prądu. Prądu zmiennego, wskutek bezwładności części ruchomej, przyrząd nie wykaże. Przyrządem magneto-elektrycznym możemy przeprowadzać pomiary prądu zmiennego i szybkomiernego lecz metodą pośrednią. Dla prądów zmiennych o częstotliwości technicznej stosuje się prostowniki kuprytowe, lub inne stykowe, dla częstotliwosci większych akustycznych i nośnych (w częst.) stosuje się układy z termoparą. Ponieważ w miernikach magneto-elektrycznych prąd doprowadzony do cewki przez delikatne i cienkie sprężynki, nie może być on duży. Z tego względu amperomierze są zasadniczo miliamperomierzami z odpowiednio dobranymi bocznikami. W woltomierzach gdzie specjalnie zależy nam, aby prąd był mały, przepuszczamy go całkowicie

przez uzwojenie przyrządu. Przeciążalność mierników magnetoelektrycznych jest nie wielka, bo tylko dwukrotna. Większe przeciążenie przyrządu może spowodować przegrzanie się sprężynek, a tym samym zmianę stałej zwracania „D" i odczyty na skali będą błędne. Ponieważ w przyrządzie jest silny magnes stały, wpływ obcych pól jest nieznaczny i praktycznie go zupełnie nie ma Pole zmienne, choćby było silne, ze względu na bezwładność cewki ruchomej również nie powoduje uchybu. Z tego wniosek, że przyrządy magneto-elektryczne znajdować się mogą w bezpośredniej bliskości transformatorów, dławików itp. Wpływ temperatury na uzwojenie miernika jest analogiczny do omawianego już przy przyrządach elektromagnetycznych.

Temperatura wpływa również na magnes. Mianowicie ze wzrostem temperatury strumień magnetyczny Φ maleje, maleją więc i odchylenia i przyrząd wskazuje mniej niż powinien (uchyb ujemny). Wpływ temp. na magnes daje się odczuć dopiero przy znacznej różnicy temperatury w stosunku do 20° C. W miernikach magnetoelektrycznych tłumienie ruchu wskazówki wytwarzane jest nie w sposób mechaniczny (jak w przyrządach elektromagnetycznych), lecz na drodze elektrycznej. W poruszającej się ceweczce w polu magnetycznym indukuje się siła elektromotoryczna, która daje w obwodzie zamkniętym poprzez bocznik (w amperomierzach) prąd. Prąd ten działa na pole główne magnesów i powoduje siłę przeciwną do działającej — tłumiąc tym samym ruch. Czasem, oprócz tłumienia przez prądy wzbudzane w ceweczce wprowadzamy dodatkowe tłumienie (w woltomierzach) przez zastosowanie ramki (na której nawinięta jest cewka) z metalu. W ramce takiej indukują się prądy wirowe wskutek ruchu jej w polu magnetycznym i następuje tłumienie ruchu. Ponieważ w miernikach magneto-eletkrycznych stosuje się, dla rozszerzenia zakresu wskazań przyrządu, opory bocznikowe lub szeregowe, podajemy wzory dla obliczenia ich.

Dla woltomierzy opór dodatkowy szeregowy:

$$Rn = Rv\ (n - 1)$$

gdzie Rv — opór woltomierza, n zakres rozszerzenia skali (np. 2, 5, 10 razy).

Dla amperomierzy opór bocznikowy:

$$Rb = \frac{Ra}{(n-1)}$$

Tutaj Ra oznacza oporność przyrządu bocznikkowanego, n zakres rozszerzenia skali.

Opory dodatkowe zarówno bocznikowe jak i szeregowe ze względu na wpływ temperatury powinne być nawinięte z drutów o małym współczynniku cieplnym oporności.

Przechodzimy obecnie do przyrządów mierzących prądy szybkozmienne. Przyrządy te mają szerokie zastosowanie w krótkofalarstwie i wszędzie tam, gdzie wchodzą do pomiarów prądy szybkozmienne. Rozróżniamy dwa zasadnicze typy mierników, a więc przyrządy cieplikowe i przyrządy z termoparą.

Przyrządy cieplikowe (Rysunek 4), oparte są na zasadzie rozszerzenia się drucika metalowego „a" pod wpływem temperatury. Przez drucik ten przepływa prąd szybkozmienny. Wskutek przepływu prądu wytwarza się ciepło Joule'a. Ilość ciepła Q, wydzielonego w jednostce czasu wyraża się wzorem:

$$Q = 0.24\ I^2.R$$

R — jest oporem drucika, a I prąd przepływając przez niego.

Wskutek wydzielonego ciepła podnosi się temp. drucika do takiej wielkości, przy której ilość ciepła Joule'a będzie równa ilości ciepła oddanego do otoczenia przez przewodnictwo, konwekcję i promieniowanie. Im zatem większy będzie prąd I tem większą będzie temperatura drucika i większe jego wydłużenie. Ostatecznie wydłużenie drucika $\Delta\ l$ będzie proporcjonalne do kwadratu natężenia prądu. Gdybyśmy jednak wykorzystali bezpośrednio wydłużenie drucika, otrzymalibyśmy zbyt małą czułość przyrządu. W nowoczesnych przyrządach cieplikowych bierzemy nie same wydłużenie dru-

cika lecz jego strzałkę ugięcia. Jak wynika z prostych wyliczeń matematycznych, strzałka ugięcia jest proporcjonalna do natężenia prądu. W celu zwiększenia czułości idziemy w dalszym ciągu tą drogą i na wskazówkę przenosimy *strzałkę strzałki* ugięcia drucika *a* (rysunek 4). Osiągamy w ten sposób niewielki przyrząd i dużą jego czułość. Wychylenie wskazówki jest tutaj proporcjonalne mniejwięcej do kwadratu natężenia prądu *I*. Tłumienie ruchu wskazówki odbywa się przez wzbudzanie prądów wirowych w tarczy *d*, poruszającej się w szczelinie silnego magnesu *M*. Ruch wskazówki jest dość powolny i odczyt może nastąpić dopiero po chwili, aż nastąpi równowaga cieplna i wskazówka zatrzymasię. Ponieważ położenie wskazówki uzależnione jest od temperatury otoczenia, przed każdorazowym pomiarem należy sprawdzić czy strzałka znajduje się na zerze, a jeśli nie, to trzebo skorygować ją śrubą *e*.

Drucik w przyrządach cieplikowych zrobiony jestze stopu srebra z platyną lub irydu z platyną. Wytrzymuje on dość znaczną temp., gdyż topi się dopiero powyżej 2000° C. Mimo to dopuszczalna temperatura pracy nie powinna przekroczyć 300° C. Powyżej tej temperatury następuje częściowe trwałe wyciągnięcie drucika. Przeciążalność tego typu przyrządów jest niewielka i wynosi około 30% wartości maksymalnych wskazań. Dla zabezpieczenia drucika, bądź co bądź kłopotliwego w zmianie, dobrze jest stosować w szereg z przyrządem odpowiedni bezpiecznik topikowy obliczony tak, iż przepala się, gdy prąd wzrośnie ponad wartość dopuszczalną. Przyrządy cieplikowe są nieczułe na obce pola magnetyczne czy elektryczne i nadają się do pomiarów wszelkiego rodzaju prądów. Na zakończenie wspomnę w kilku słowach o przyrządach pomiarowych z termoparą. Mamy tutaj połączenie zwykłego mikromiliamperomierza z ogniwem termoelektrycznym. Pod wpływem prądu przepływającego przez ogniwo, spojenie dwu metali nagrzewa się, wskutek nagrzania i różnicy temperatury pomiędzy końcówkami ogniwa występuje siłą elektromotoryczną wytwarzająca w obwodzie zamkniętym, poprzez miliamperiomierz, prąd elektryczny. Prąd elektryczny powoduje odchylenie wskazówki i w sposób pośredni daje nam możność sądzić o prądzie przepływającym i nagrzewającym termoelement.Skala tego rodzaju przyrządów jest kwadratowa — to znaczy zagęszczona na początku i dość rzadka na końcu. Przyrządy z termoparą są precyzyjniejsze od cieplikowych, bardziej przeciążalne i wygodniejsze w użyciu. W artykule niniejszym omówiliśmy tylko najbardziej popularne przyrządy, będące w posiadaniu amatorów.

Warunki prenumeraty

PRENUMERATA (za pełne okresy kalendarzowe): kwartalne 2 zł. 70 gr.; półroczna 5 zł., roczna 9 zł. *Za pobraniem pocztowym miesięczników Administracja nie wysyła.* Wpłaty należy przesyłać na Konto czekowe P. K. O. 2366 lub pod adresem Administracji Warszawa, ulica Złota 32, m. 3. Pojedynczy numer — 1 zł., z przesyłką — 1 zł. 20 gr.

ADMINISTRACJA PISMA CZYNNA CODZIENNIE OD *9.15* DO *18.*

OGŁOSZENIA. Ceny ogłoszeń na zapytanie.

NACZELNY REDAKTOR przyjmuje w czwartki od godz. *16 — 17.*

Redakcja zastrzega sobie prawo robienia poprawek w rękopisach.
PRZEDRUK ARTYKUŁÓW WZBRONIONY. Nadesłanych rękopisów nie zwraca się.

Porady techniczne

WARUNKI UDZIELANIA PORAD

1) Redakcja będzie udzielać porad technicznych BEZPŁATNIE na trzy pytania ustnie lub listownie Za każde następne pytanie obowiązuje opłata w wysokości 25 gr. Do listu należy dołączyć znaczek pocztowy (25 gr.) na odpowiedź niezależnie od opłaty za poradę oraz jeden z właściwych kuponów (data), zamieszczonych w bieżącym numerze „Radiotechnika". Listy nieodpowiadające wymienionym warunkom pozostaną bez odpowiedzi.

2) Ustne porady będą udzielane w lokalu Redakcji, we czwartki od godziny 16 — 17. Okazanie właściwego kuponu obowiązujące. Za sprawdzenie montażu odbiornika, części, napięć i t. p. będzie pobierana opłata.

3) Do poradni „Radiotechnika" należy adresować:

„Radiotechnik", Warszawa, ulica Złota 32, m. 3.
Porady Techniczne.

UWAGA: Redakcja zastrzega sobie prawo nieudzielania odpowiedzi i zwraca nadesłaną opłatę, po potrąceniu porta. Odpowiedzi na porady listowne udzielane są w terminie dwutygodniowym.

KUPONY NA PORADY TECHNICZNE

RADIOTECHNIK Nr. 7	RADIOTECHNIK Nr. 7	RADIOTECHNIK Nr. 7	RADIOTECHNIK Nr. 7
KUPON A	KUPON B	KUPON C	KUPON D
na 3 pytania	na 3 pytania	na 3 pytania	na 3 pytania
Ważny do 8/VII 1939	Ważny do 15/VII 1939	Ważny do 22/VII 1939	Ważny do 30/VII 1939

Zakł. Graf. „DRUKPRASA" Sp. z o. o. Nowy-Świat 54, tel. 615-56 i 242-40.

SCHEMATY MONTAŻOWE

NATURALNEJ WIELKOŚCI

APARATÓW OPISANYCH W MIESIĘCZNIKU (bez spisu części)

„RADIOTECHNIK"

Nr. 7.	— TRÓJKA KRÓTKOFALOWA na prąd zmienny	zł. 1. gr. 50
Nr. 12/13.	— PROSTOWNIK do zasilania odbiorników prądu stałego .	gr. 70
Nr. 12/13.	— ZASILACZ na prąd stały	gr. 70
Nr. 2/37 r.	— DWUOBWODOWA TRÓJKA BATERYJNA	zł. 1. gr. 50
Nr. 3/37.	— TRZYZAKRESOWA TRÓJKA BAT. Z KLAS. B. . .	zł. 1. gr. 50
Nr. 3/37.	— TRZYZAKRESOWA DWÓJKA NA PRĄD ZMIENNY	zł. 1. gr. 50
Nr. 3/37.	— DWUZAKRESOWY ODBIORNIK KRYSZTAŁKOWY	gr. 70
Nr. 4/37.	— TRZYZAKRESOWA DWÓJKA S-Z.	zł. 1. gr. 50
Nr. 4/37.	— JEDNOLAMPOWY WZMACNIACZ NA PRĄD ST. . .	gr. 70
Nr. 5/37.	— DWÓJKA BATERYJNA	zł. 1. gr. 50
Nr. 7/37.	— SUPERHETERODYNA BATERYJNA	zł. 1. gr. 50
Nr. 8/37.	— 4-LAMPOWA SUPERHETERODYNA na prąd zmienny	zł. 3.
Nr. 8/37.	— TRÓJKA WALIZKOWA	zł. 1. gr. 50
Nr. 8/37.	— NOWOCZESNY NADAJNIK DUŻEJ MOCY	zł. 4. gr. 50
Nr. 9/37.	— DWÓJKA NA PRĄD ZMIENNY	zł. 1. gr. 50
Nr. 9/37.	— TRZYZAKRESOWA TRÓJKA BATERYJNA . . .	zł. 1. gr. 50
Nr. 10/37.	— DWUOBWODOWA TRÓJKA NA PRĄD ZMIENNY . .	zł. 2.
Nr. 10/37.	— JEDNOLAMPOWY WZMACNIACZ BAT.	gr. 70
Nr. 10/37.	— DWUOBWODOWA TRÓJKA KRÓTKOFALOWA . . .	zł. 2.
Nr. 11/37.	— TRZYOBWODOWA TRÓJKA NA PRĄD ZMIENNY .	zł. 1. gr. 50
Nr. 11/37.	— TRZYLAMPOWA SUPERHETERODYNA NA PRĄD ZMIENNY	zł. 2.
Nr. 12/37.	— ODBIORNIK DETEKTOROWY ZE WZMACNIACZEM	zł. 1. gr. 50
Nr. 12/37.	— 4-RO LAMPOWA SUPERHETERODYNA NA PRĄD ZMIENNY	zł. 2.
Nr. 1/38	— DWUZAKRESOWY ODBIORNIK KRYSZTAŁKOWY . .	gr. 70
Nr. 1/38	— TRZYOBWODOWA TRÓJKA BATERYJNA	zł. 1. gr. 50
Nr. 1/38	— NADAJNIK KRÓTKOFALOWY MAŁEJ MOCY . . .	zł. 3.
Nr. 2/38	— ODBIORNIK MOTOCYKLOWY	zł. 2.
Nr. 2/38	— ZASILACZ ANODOWY	gr. 70
Nr. 2/38	— MODULATOR DO NADAJNIKA KRÓTKOFALOWEGO	zł. 1. gr. 50
Nr. 3/38	— TANIA DWÓJKA NA PRĄD ZMIENNY	zł. 1. gr. 50
Nr. 3/38	— ZASILACZ WIBRATOROWY	zł. 1. gr. 50
Nr. 4/38	— NOWOCZESNA SUPERHETERODYNA BATERYJNA	zł. 2.
Nr. 4/38	— ODBIORNIK SAMOCHODOWY I NA PRĄD ZMIENNY	zł. 2.
Nr. 5/38	— MOSTEK DO POMIARÓW INDUKCYJNOŚCI I POJEMNOŚCI	zł. 1.
Nr. 5/38	— NADAJNIK I ODBIORNIK (TRANSCEIVER)	zł. 2.
Nr. 6/38	— CZTEROLAMPOWA SUPERHETERODYNA NA 470 KC.	zł. 2.
Nr. 6/38	— TRÓJKA WALIZKOWA	zł. 1. gr. 50
Nr. 7/38	— CZTEROZAKRESOWA DWÓJKA NA LAMPACH E . . .	zł. 1. gr. 50
Nr. 7/38	— PRZENOŚNY OSCYLATOR	zł. 1. gr. 50
Nr. 8/38	— ODBIORNIK SAMOCHODOWY	zł. 5.
Nr. 8/38	— DWÓJKA WALIZKOWA	zł. 1. gr. 50
Nr. 9/38	— TRZYLAMPOWA SUPERHETERODYNA NA LAMPACH E	zł. 2.
Nr. 10/38	— CZTEROLAMPOWA SUPERHETERODYNA NA LAMPACH E	zł. 2.
Nr. 10/38	— OSCYLATOR NA PRĄD ZMIENNY	zł. 1. gr. 50
Nr. 11/38	— 18-WATOWY WZMACNIACZ M. CZ.	zł. 2.
Nr. 11/38	— STROJENIOMETR	zł. 1. gr. 50
Nr. 12/38	— DWUOBWODOWA TRÓJKA NA LAMPACH E — NA PRĄD ZMIENNY	zł. 1. gr. 50

DOSTARCZA NA ŻĄDANIE ADMINISTRACJA PISMA

Opłata za przesyłkę — gr. 50

Za pobraniem pocztowym, schematów naturalnej wielkości Administracja nie wysyła.